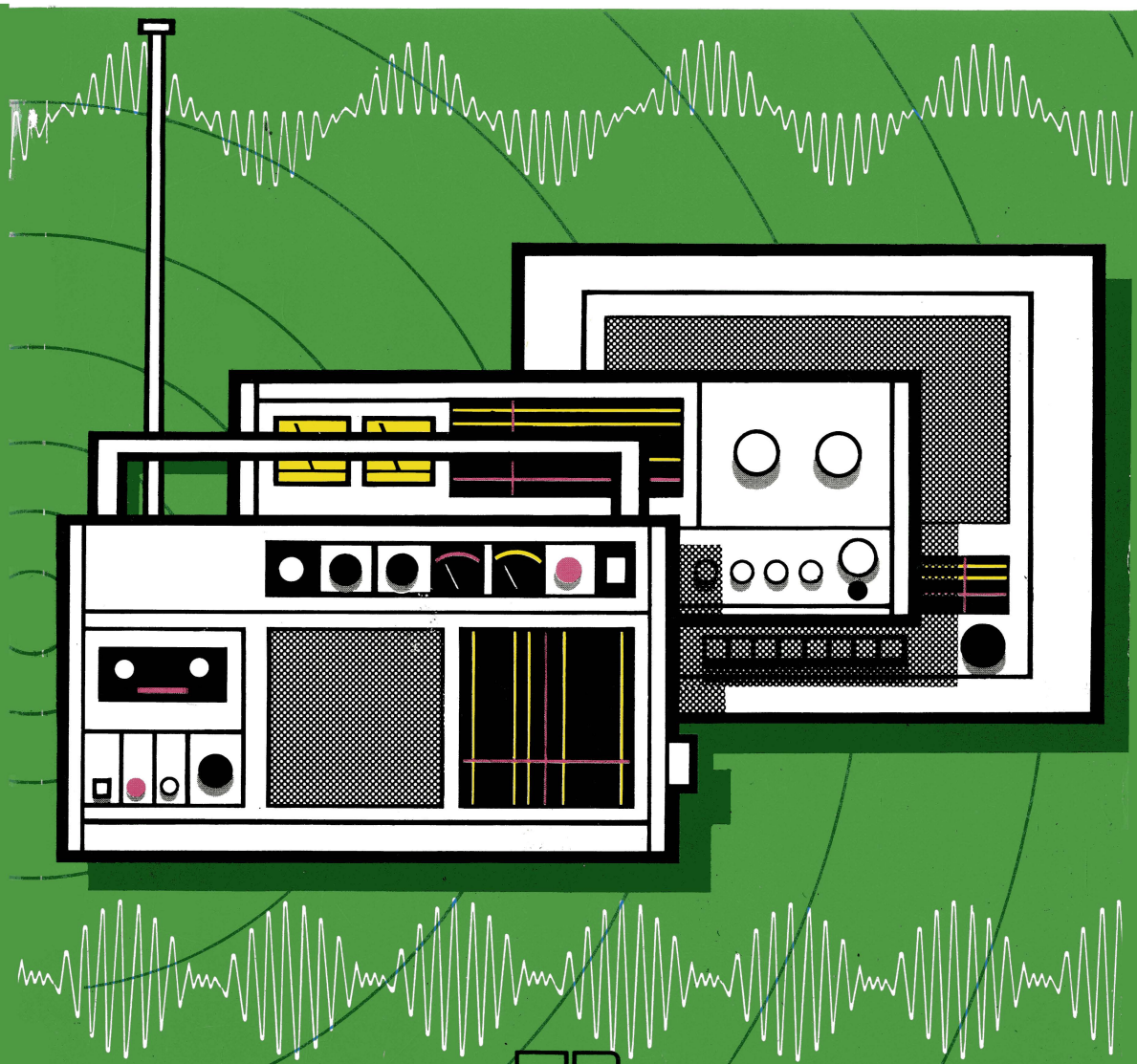
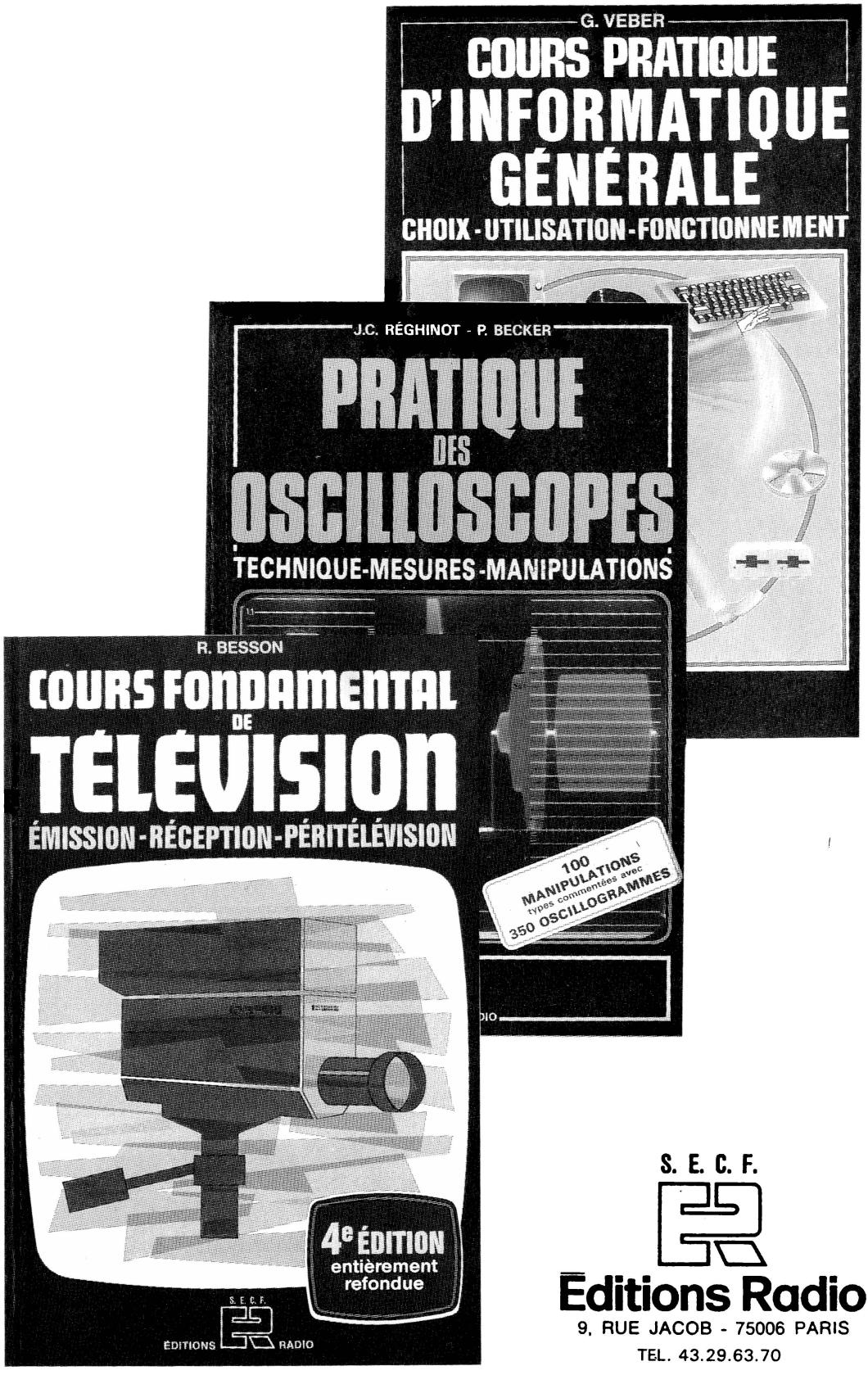
W. SOROKINE

DEPANNAGE DES RADIORECEPTEURS



EDITIONS RADIO



S. E. C. F.

Editions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS

TEL. 43.29.63.70

DEPANNAGE DES RADIORECEPTEURS

Également aux Éditions Radio :

- Pannes TV
- 100 montages à transistors
- 50 montages à thyristors
- 200 montages électroniques simples
- 1 300 schémas et circuits électroniques
- Équivalences transistors, diodes, thyristors
- Équivalences circuits intégrés
- Guide mondial des semiconducteurs
- Répertoire mondial des transistors FET
- Répertoire mondial des transistors
- Répertoire mondial des amplificateurs opérationnels
- Répertoire mondial des microprocesseurs
- Répertoire mondial des circuits intégrés numériques
- Circuits intégrés TV
- Pratique des antennes
- 75 pannes vidéo
- Magnétoscopes à cassettes
- Pratique de la vidéo
- Cours pratique d'électronique
- Cours de télévision moderne
- Technologie des composants électroniques
  tome 1 : résistances, condensateurs, bobinages
  tome 2 : diodes, transistors, thyristors, circuits intégrés, opto-électronique
- Pratique de la construction électronique

W. SOROKINE

DEPANNAGE DES RADIORECEPTEURS

S. E. C. F.

Editions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS

TEL. 43.29.63.70

© Éditions Radio, Paris, 1977

Tous droits de reproduction
et d'adaptation réservés pour tous pays

Imprimé en France
Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : décembre 1985
Éditeur n° 1022 - Imprimeur n° 778910
ISBN 2 7091 0894 1

Préface

La base de tout travail sérieux de dépannage, ou de service après-vente, comme on dit maintenant, est la documentation aussi abondante et précise que possible sur l'appareil à remettre en état ou, du moins, sur un appareil analogue.

Étant donné que les modèles de récepteurs à transistors « dépannables » s'étendent sur plus de dix dernières années et représentent non seulement la fabrication française, mais, dans une large mesure, l'importation allemande, japonaise, italienne, hollandaise, soviétique, etc., il n'est pas possible d'imaginer un atelier ou même une organisation importante pouvant mettre rapidement à la disposition d'un technicien ne serait-ce que le schéma de n'importe quel appareil.

Cependant, la technique de ces milliers de modèles s'est développée et se développe encore, suivant un certain nombre de « lignes » qu'il suffit de bien assimiler pour se sentir à l'aise devant pratiquement n'importe quel schéma.

Par exemple, un tuner FM à deux transistors est toujours construit suivant un schéma-type qui est à peu près le même d'un constructeur à l'autre, quelle que soit sa nationalité. La façon dont on réalise l'accord, variable, de ses différents circuits (par capacité, par inductance ou par diodes « varicap »), la solution adoptée pour le couplage avec l'antenne, la présence éventuelle d'un système correcteur automatique de fréquence etc. sont des détails sur lesquels s'exerce d'ailleurs l'imagination des différents réalisateurs, mais qui ne changent en rien le principe de base.

Par contre, ce qui est essentiel, c'est la connaissance des tensions normales que l'on doit trouver en différents points du tuner, de la chute de tension sur les résistances d'émetteur, des types de transistors qui pourraient éventuellement servir pour remplacer un transistor défectueux.

En un mot, un technicien d'un SAV doit disposer, sous une forme compacte et facile à consulter, d'un véritable catalogue de tous les montages de base utilisés dans les récepteurs qu'il peut rencontrer dans son travail, avec l'indication des tensions normales, des limites de leur variation éventuelle, et des variantes possibles.

Bien entendu, en dehors de ces renseignements pratiques, une très large place a été laissée à l'aspect « opérationnel » du dépannage : la façon de mesurer correctement les tensions et les intensités et les précautions à prendre ; quelques « trucs » simples pour localiser rapidement une coupure ou un court-circuit dans un étage à transistor ; la façon de vérifier l'état de ce dernier ou celui d'une diode ; l'utilisation d'un « signal-tracer » pour découvrir en quelques « touches » l'étage défaillant, etc.

W. S.

PREMIER CONTACT AVEC LE RÉCEPTEUR EN PANNE. MARCHE A SUIVRE POUR LE DÉPANNAGE

FAISONS CONNAISSANCE AVEC LE RÉCEPTEUR A DÉPANNER

Tout dépannage doit commencer par une petite séance de « reconnaissance », nécessaire pour « situer » l'appareil auquel on va avoir affaire : structure générale, type de transistors, année de fabrication si possible (à deux ou trois ans près), tension d'alimentation, ordre de grandeur de la puissance de sortie (d'après les transistors utilisés), etc.

Structure générale

Un récepteur portable prévu pour les gammes AM se présente, presque toujours, suivant l'un des trois schémas fonctionnels de la figure 1-1. A l'entrée, il y a toujours une antenne ferrite AF et le groupe de bobinages E_{AM}, qui la complètent, avec la commutation appropriée et, obligatoirement, une prise A pour antenne extérieure (antenne de voiture, par exemple). Le premier transistor T_1 fait fonction d'oscillateur et de mélangeur en même temps, les bobinages d'oscillation étant indiqués par O_{AM} sur les trois schémas. Après cela, on peut avoir affaire à trois variantes :

— un seul transistor amplificateur F.I., T_2, suivi de la diode de détection D_1, d'un étage amplificateur B.F. de tension avec T_3, et d'un étage de sortie push-pull T_4-T_5. C'est le minimum au-dessous duquel il n'est guère possible de descendre, du moins lorsqu'il s'agit d'un portable superhétérodyne normal;
— deux étages d'amplification F.I. (fig. 1-1*b*), le reste étant identique au schéma 1-1*a*. C'est la solution le plus souvent adoptée pour les portables de classe « moyenne »;
— deux étages d'amplification F.I. comme pour la variante de la figure 1-1*b*, mais un étage d'amplification B.F. en plus (T_4). C'est également une structure que l'on rencontre très souvent, surtout dans les portables de classe « supérieure ».

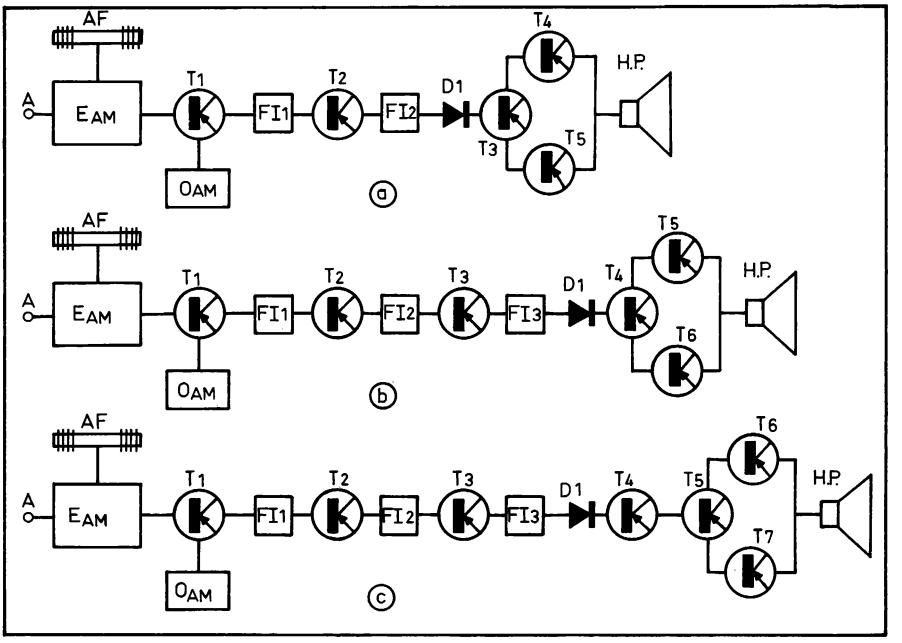


Fig. 1-1. — Les schémas fonctionnels des trois montages utilisés dans les récepteurs portables ou auto A.M.

Lorsqu'il s'agit d'un appareil prévu pour la FM, en plus des gammes AM normales, il comporte une « tête » FM à deux transistors (T_8 et T_9 de la figure 1-2) qui comporte un transformateur F.I. sur 10,7 MHz (le plus souvent), et débouche sur une des inversions de la commutation AM/FM, qui met le transistor T_1 soit en laision avec les éléments d'entrée AF et E_{AM}, pour la réception en AM, soit en liaison avec le tuner pour la réception en FM. Dans ce dernier cas, le transistor T_1 fonctionne donc en amplificateur F.I. et l'oscillateur local O_{AM} est évidemment mis hors circuit. Les étages d'amplification F.I. qui suivent (T_2 et T_3) doivent être conçus pour fonctionner sur deux fréquences : 455 à 480 kHz en AM; 10,7 MHz en FM. Ensuite, la voie 10,7 MHz débouche sur un détecteur de rapport à diodes D_2 et D_3, tandis que la voie 480 kHz attaque, comme précédemment, une diode (D_1). Enfin, une commutation permet de mettre en liaison l'entrée de l'amplificateur B.F. avec l'un ou l'autre détecteur.

La structure, ainsi présentée, d'un récepteur à transistors est valable aussi bien pour un portable que pour un poste auto.

Collecteurs d'ondes et circuits d'entrée

Le collecteur d'ondes classique pour les gammes G.O. et P.O. est constitué par une antenne ferrite, dont la longueur du bâtonnet est évidemment fonction des dimensions du récepteur, mais se situe généralement vers 200-250 mm. Les bobines de cette antenne ferrite constituent les bobinages d'entrée en AM. Cependant, presque tous les récepteurs possèdent une prise pour antenne extérieure (antenne de voiture), ce qui oblige à prévoir des bobinages d'entrée particuliers pour cette utilisation, avec la commutation correspondante et mise hors circuit de l'antenne ferrite. Généralement, cette opération se fait par une

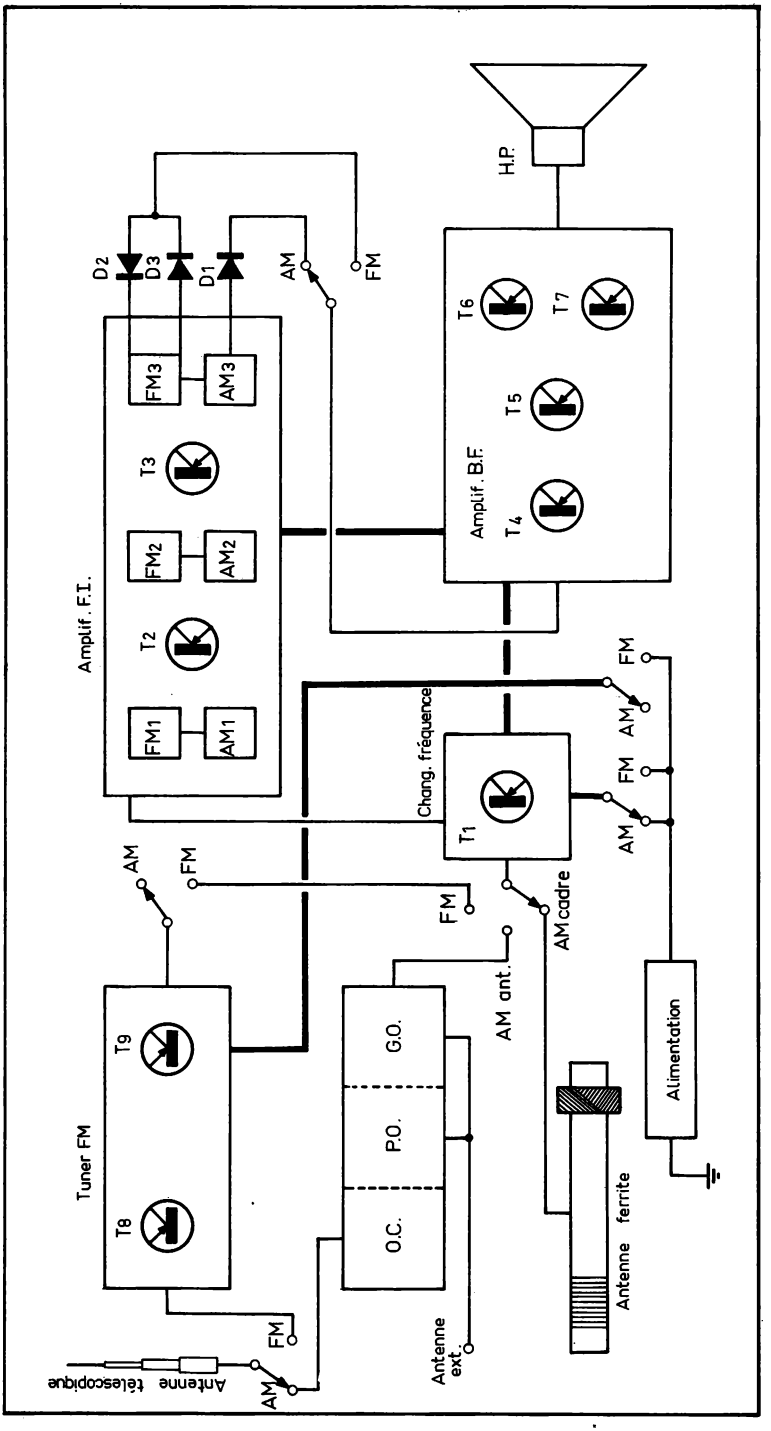


Fig. 1-2. — Schéma fonctionnel d'un récepteur mixte AM/FM de structure classique.

touche marquée « Ant. » du clavier de commande. Le schéma de la figure 1-3 représente un exemple d'une telle commutation. On remarquera que sur cet appareil la mise en marche s'effectue en enfonçant soit la touche P.O., soit la touche G.O., ce qui fait remonter la touche AR et réunit à la masse le « plus » de la batterie.

On voit, parfois, des systèmes simplifiés, avec la prise pour antenne extérieure réunie à une prise sur un bobinage de l'antenne ferrite, auquel cas on fait l'économie des bobines supplémentaires.

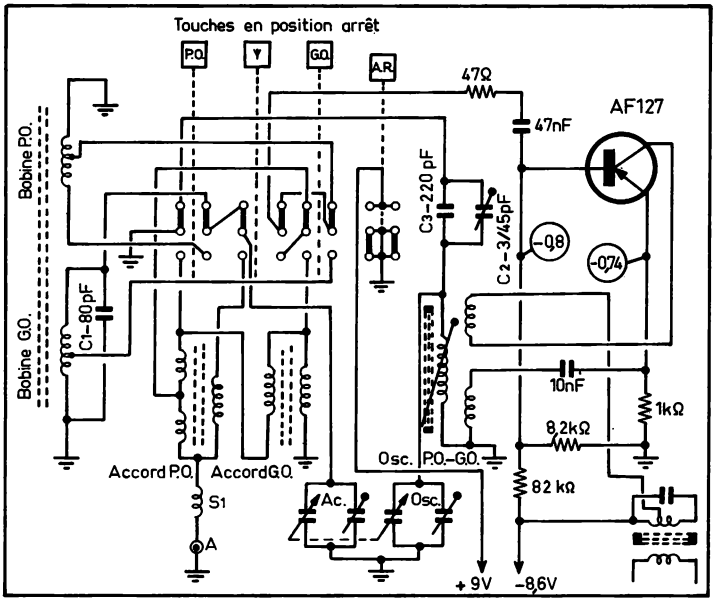


Fig. 1-3. — Exemple d'une commutation de bobinages P.O. et G.O. avec branchement d'une antenne extérieure.

La réception des O.C. se fait, le plus souvent, sur une antenne télescopique (ou sur une antenne extérieure, de voiture ou autre), mais on voit quelquefois des antennes ferrites avec une bobine O.C.

En FM, la réception se fait toujours sur une antenne télescopique, simple ou double (parfois), qui est inclinable et orientable à volonté. La longueur de ces antennes varie de 60 à 80 cm le plus souvent.

Tuner FM

Le « tuner » FM équipant les récepteurs portables à transistors comprend le plus souvent deux transistors, dont le premier, T_8 (fig. 1-4) fonctionne en amplificateur H.F., et le second, T_9, en oscillateur-mélangeur. Les deux sont utilisés en montage base commune, et l'accord est obtenu par le déplacement des noyaux en fer carbonyl dans les bobinages L_4 (liaison H.F.) et O_{FM} (oscillateur). La solution des noyaux mobiles est très souvent employée dans les tuners FM, a peu près aussi souvent que celle des condensateurs variables.

Le schéma de la figure 1-4 est certainement un des plus simples qu'il est possible de rencontrer, car la tendance actuelle est de stabiliser le fonctionnement d'un tuner FM à l'aide de diodes à caractéristiques particulières. Cette stabilisation, à laquelle chaque constructeur apporte une solution particulière, souvent très astucieuse et efficace, porte essentiellement sur les points suivants :

— suppression de la dérive de l'oscillateur local par son asservissement à la tension prélevée sur le détecteur de rapport et agissant sur une diode à capacité variable (ici D_2);
— maintien à une valeur constante des tensions de polarisation des bases, la tension de 6,4 V étant obtenue par une cellule de stabilisation;
— limitation du signal V.H.F. ou F.I. au cas où l'antenne reçoit un signal trop important;
— réduction de l'influence de la tension d'alimentation sur la fréquence de l'oscillateur local.

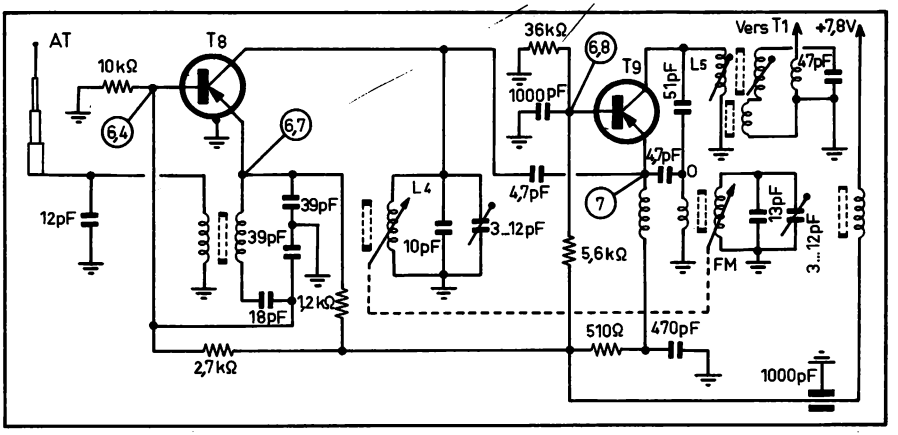


Fig. 1-4. — Schéma simple d'un tuner FM à transistors, avec accord par variation de perméabilité

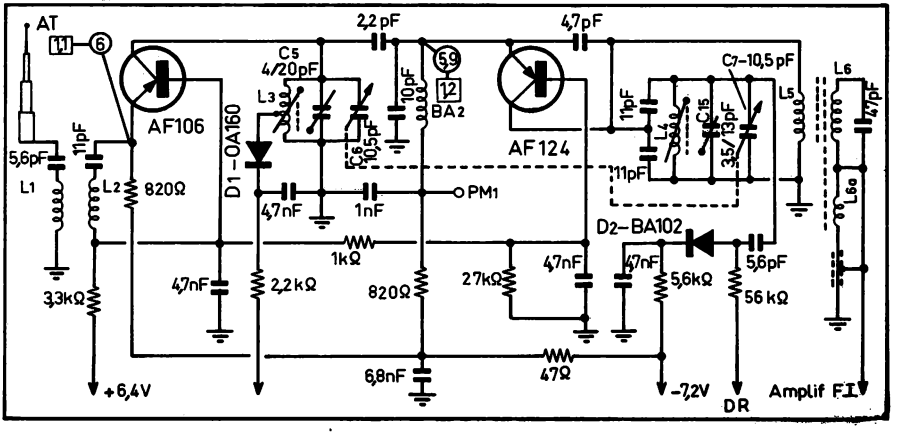


Fig. 1-5. — Schéma d'un tuner FM avec compensation de la dérive en fréquence à l'aide d'une diode, et protection contre un signal de trop grande amplitude.

Il est impossible, dans le cadre de cette « revue », d'analyser les différents systèmes de stabilisation, et nous nous contentons de reproduire, à titre d'exemple, le schéma d'un tuner FM (fig. 1-5). La diode D_1 y assure la limitation dans le cas d'un signal d'entrée trop intense, tandis que la diode D_2 maintient constante la fréquence de l'oscillateur local.

Les transistors utilisés dans les tuners FM sont des AF106, AF102, AF114, 157T1, SFT358, etc., en amplification V.H.F., et des AF124, AF125, AF115, 156T1, SFT357, etc., en changement de fréquence, cela pour les récepteurs relativement anciens. Actuellement les transistors au germanium ont été pratiquement partout remplacés par des « silicium » tels que BF185, BF197, BF441, BF314, BF241, etc.

Il faut ajouter encore que l'on rencontre assez souvent, et surtout dans les récepteurs de classe supérieure, des tuners FM à trois et même à quatre transistors, dont il sera question dans le chapitre correspondant.

Changement de fréquence AM

Le schéma de la figure 1-6 représente la structure très classique d'un étage changeur de fréquence à un seul transistor, solution adoptée dans la quasi-totalité des récepteurs portables. Il est évident que la valeur des différents éléments n'y est donnée qu'à titre indicatif, et peut varier en fonction du transistor employé. Dans le schéma de la figure 1-6, le transistor fonctionne en émetteur commun pour le signal d'entrée, et en base commune pour l'oscillateur. Si l'on désigne par n_1 le nombre de spires de la portion 1-2 de la bobine L_2, et par n_2 son nombre de spires total, on trouve que le régime optimal de l'étage correspondra à un rapport n_1/n_2 de l'ordre de 0,05. Pour des valeurs de ce rapport inférieures à 0,05 la tension d'oscillation varie peu, mais si ce rapport augmente et dépasse 0,1 à peu près, l'oscillateur « décroche ».

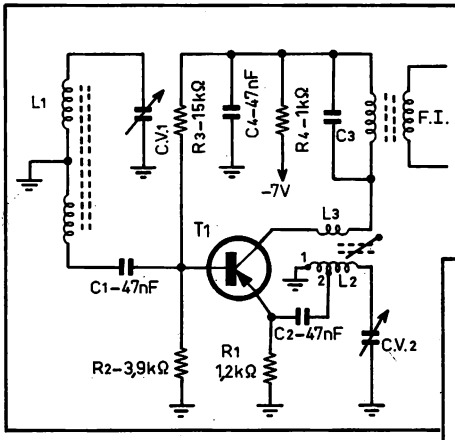


Fig. 1-6. — Schéma de principe d'un étage changeur de fréquence à un seul transistor.

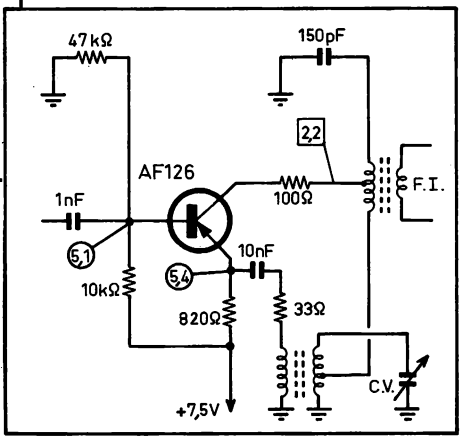


Fig. 1-7. — Un autre schéma d'un étage changeur de fréquence à un seul transistor.

Le rapport du nombre de spires n_3 de la bobine L_3 à n_2 a également une grande importance et se situe généralement vers 0,1 ($n_3/n_2 = 0,1$).

Le schéma de la figure 1-7 montre un montage un peu différent, emprunté à un récepteur *Grundig*. On remarquera que dans ce récepteur le « moins » de la batterie d'alimentation est réuni à la masse.

Les transistors le plus souvent utilisés pour le changement de fréquence AM (et amplification F.I. en FM) sont des AF105, AF117, SFT316, 155T1, AF135, etc., et, actuellement, des « silicium » tels que BF241, BF121, BF255, BF365, BF441, etc.

On voit assez rarement, et généralement lorsqu'il s'agit de récepteurs à plusieurs gammes O.C., un changement de fréquence à deux transistors, dont il sera question dans le chapitre correspondant.

Amplificateurs F.I. « monofréquence »

C'est le cas le plus simple d'un récepteur non prévu pour la FM, et dont les circuits de liaison sont accordés sur une fréquence comprise le plus souvent entre 455 et 480 kHz. Le montage employé est, la plupart du temps, celui à émetteur commun, et le schéma de la figure 1-8 nous en donne un exemple tout à fait classique : deux étages d'amplification neutrodynés, avec une C.A.G. agissant sur le premier étage et une compensation du désaccord, dû à l'action de la C.A.G., par une diode.

La tension de C.A.G., prélevée à la sortie de la diode de détection OA70, est filtrée par l'ensemble R_{11}-C_{12}-C_{13}. Le sens de la tension de C.A.G. est tel qu'elle tend à rendre la base du transistor T_2 moins négative lorsqu'un signal est détecté. Dans ces conditions, le courant de collecteur du transistor commandé diminue et la tension en (*a*), ajustée au repos à $-2{,}8$ V à l'aide de R_6, devient plus négative. Pour un signal suffisamment intense, il arrive un moment où la tension en (*a*) devient égale à celle en (*b*), et même encore plus négative. La diode D_1 devient donc conductrice et sa résistance propre faible amortit le primaire du premier transformateur F.I., complétant l'action de la C.A.G. et corrigeant le désaccord dû à son action.

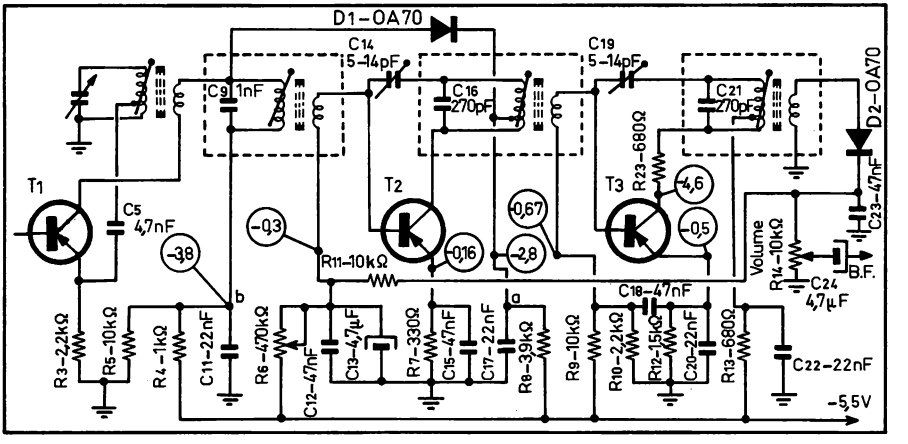


Fig. 1-8. — Amplificateur F.I. monofréquence à deux étages avec transistors utilisés en montage émetteur commun.

Quant au neutrodynage des deux étages, il est réalisé par les capacités C_{14} et C_{19}, dont la valeur doit être normalement ajustée en fonction des caractéristiques des transistors employés et des bobinages de liaison. Assez souvent, les circuits de neutrodynage comportent une résistance en série avec la capacité, avec un des deux éléments souvent ajustable : par exemple, 20 pF avec 220 Ω en série.

Les transistors utilisés dans le schéma de la figure 1-8 peuvent être, suivant « l'âge » du récepteur, des AF105, AF117, BF240, BF194, BF121, etc.

On voit beaucoup moins souvent, et uniquement sur des récepteurs relativement anciens, des amplificateurs où les transistors sont utilisés en montage à base commune, comme le montre le schéma de la figure 1-9, emprunté à un récepteur *Telefunken*. Il ne nous est pas possible de discuter ici les avantages et les inconvénients des deux solutions, mais on peut noter que les amplificateurs à base commune étaient plus stables et ne demandaient, par conséquent, aucun neutrodynage.

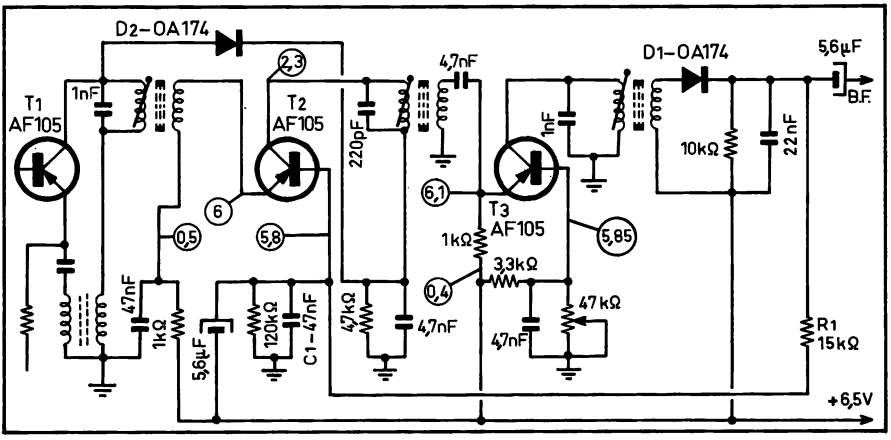


Fig. 1-9. — Amplificateur F.I. monofréquence à deux étages, avec les transistors utilisés en montage base commune.

Les transformateurs de liaison F.I. comportent un enroulement primaire accordé, avec un noyau réglable, et un enroulement de couplage pour l'attaque du transistor suivant. Le nombre de spires dépend évidemment du mandrin employé, mais il est toujours beaucoup plus élevé au primaire qu'au secondaire. Par exemple, pour le transformateur de liaison entre les transistors T_2 et T_3 de la figure 1-8, on aurait quelque 150 spires au primaire, avec la prise située à 75-90 spires de l'extrémite collecteur, le secondaire ne comportant que 9 à 10 spires.

Amplificateurs F.I. « bifréquence »

Il y a quelques années ils étaient assez souvent réalisés en montage base commune, pour les voies AM et FM, mais parfois pour la voie FM seulement, comme le montre le schéma de la figure 1-10 *(Sonneclair)*, où les différentes commutations se trouvent en position AM. Les éléments de liaison de la voie FM y sont désignés par L_6, L_7, L_9, L_{11} et L_{12} et les deux transistors amplificateurs F.I. sont alors utilisés en base commune. Mais en AM les éléments de liaison sont L_8, L_{10} et L_{13}, accordés sur 480 kHz et qui attaquent les transistors correspondants par leurs bases, donc en montage à émetteur commun.

Sur le schéma de la figure 1-10, la diode D_2 assure la compensation de l'action de la C.A.G., suivant le principe indiqué plus haut, le « point de fonctionnement » du système étant ajusté par R_{16}. Le point G aboutit à une tension de + 11,6 V environ et c'est au point D que l'on prélève la tension de commande de la diode à capacité variable BA110, agissant sur la fréquence de l'oscillation du « tuner » FM.

Les tensions, mesurées par rapport au point G, et en l'absence de tout signal, sont (en AM) :

T_3. - Base : −1,05 V; émetteur : −1,1 V; collecteur : −11,5;
T_4. - Base : −0,65 V; émetteur : −0,35 V; collecteur : −11 V;
T_5. - Base : −1,5 V; émetteur : −1,3 V; collecteur : −11,2 V.

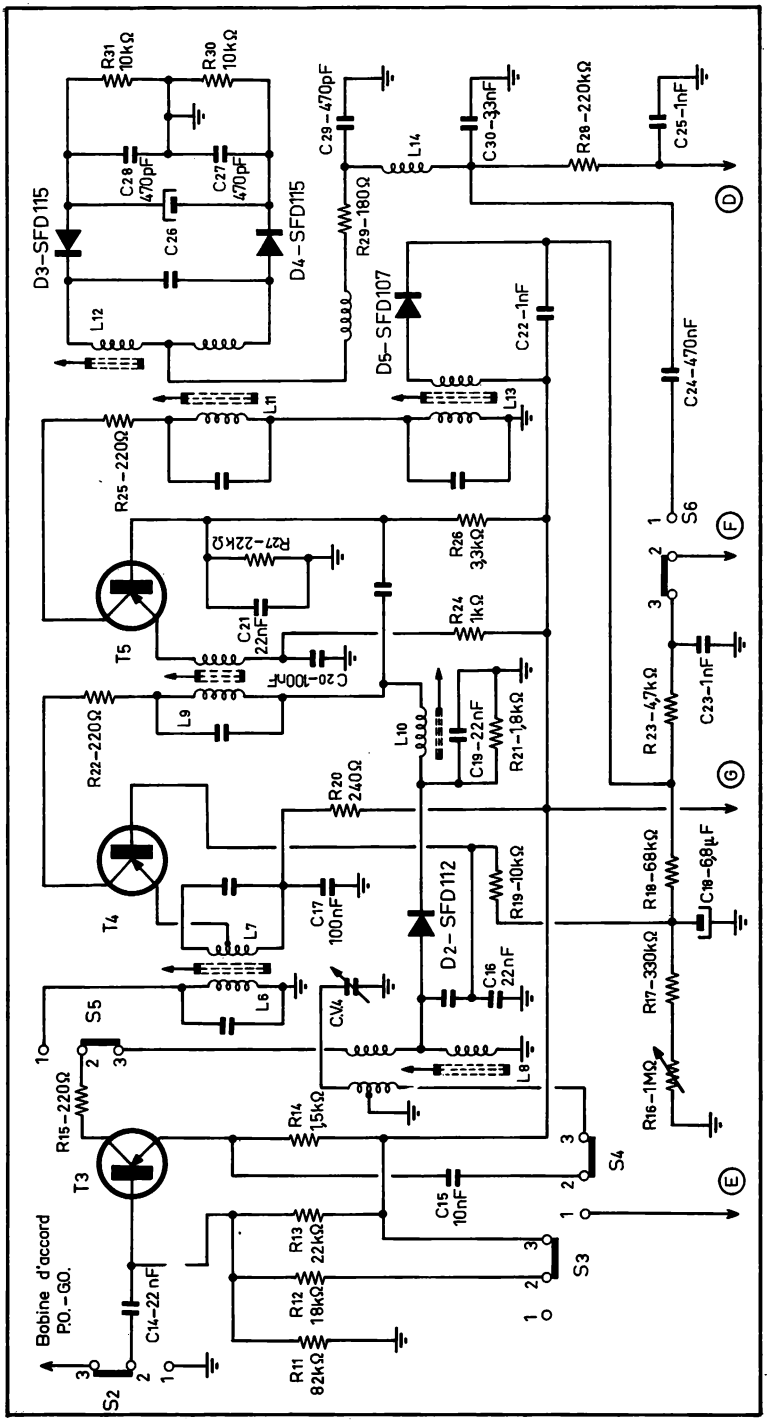


Fig. 1-10. — Amplificateur F.I. bifréquence à deux étages, avec les transistors utilisés en montage base commune en FM et émetteur commun en AM

Ces tensions sont valables pour des transistors tels que AF125, AF124, AF143, AF195, SFT116, etc.

On rencontre également des amplificateurs où le montage base commune est utilisé aussi bien pour 10,7 MHz que pour 460 kHz, comme il en existe où un étage est employé en base commune et l'autre en émetteur commun. Il y a également des amplificateurs uniquement à émetteur commun avec des circuits de neutrodynage fixes ou ajustables. Enfin, on voit parfois certains étages fonctionner en émetetur commun en FM et en base commune en AM. La fantaisie des constructeurs se donne libre cours dans ce domaine, comme d'ailleurs dans celui de la commutation des différents circuits de liaison F.I.

Détection en AM

En règle générale, elle se fait à l'aide d'une diode, comme D_1 (AA112, 1N541, AA143, AA116, etc.) de la figure 1-11, mais on voit, parfois, un transistor employé en détection. En ce qui concerne les détecteurs diodes, il faut savoir que leur résistance d'entrée, pour une même valeur de la résistance de charge, n'est à peu près constante que pour une température de fonctionnement bien déterminée et un signal d'entrée d'amplitude suffisante. Pour fixer les idées, disons que pour un certain détecteur et une résistance de charge de 50 kΩ environ, la résistance d'entrée peut varier de 38 kΩ pour 20 °C à quelque 16 kΩ pour 55 °C, et de 38 kΩ avec un signal à l'entrée de 1 V à 20 kΩ avec un signal de 0,2 V.

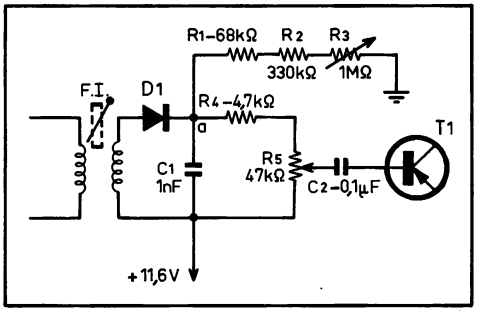


Fig. 1-11. — Schéma classique d'une détection par diode.

La détection à diode de la figure 1-11 peut être considérée comme classique, et on y voit les résistances R_1, R_2 et R_3 du circuit de C.A.G., qui contribuent, en particulier, à compenser l'effet du potentiel de contact de la diode, en rendant sa cathode très légèrement négative par rapport à son anode. Il n'est pas difficile de voir que le potentiel au point *a*, sera au repos, de 11 V à peu près, si l'on admet que R_3 est en position moyenne, c'est-à-dire réglée à 500 kΩ. La cathode de la diode se trouve donc de 0,6 V négative par rapport à l'anode, et la détection ne subit, de ce fait, aucun retard en amplitude. On retrouve le même principe sur tous les schémas où figure un détecteur diode : fig. 1-8, 1-9 et d'autres.

Détection en FM

C'est toujours un détecteur de rapport, symétrique comme celui de la figure 1-10, utilisant deux diodes AA143, AA119, AA112, SFD115, etc. ou asymétrique, comme celui de la figure 1-12. La valeur des différents éléments peut changer d'un modèle à l'autre, suivant les diodes utilisées ou les caractéristiques du transformateur F.I., mais la structure du montage reste sensiblement la même. L'emploi d'une résistance ajustable, comme celle de 470 Ω de la figure 1-12, est très fréquent.

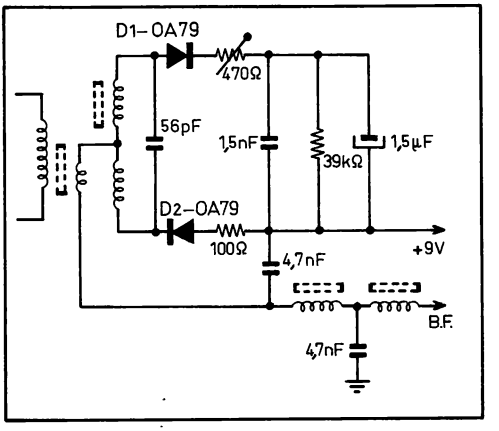


Fig. 1-12. — Schéma classique d'un détecteur de rapport asymétrique.

Étage B.F. d'entrée

Le plus souvent c'est un étage où le transistor est utilisé en montage émetteur commun, mais on voit parfois des étages à collecteur commun, lorsqu'on recherche une résistance d'entrée plus élevée, soit pour amortir moins la détection, soit pour favoriser le fonctionnement en P.U.

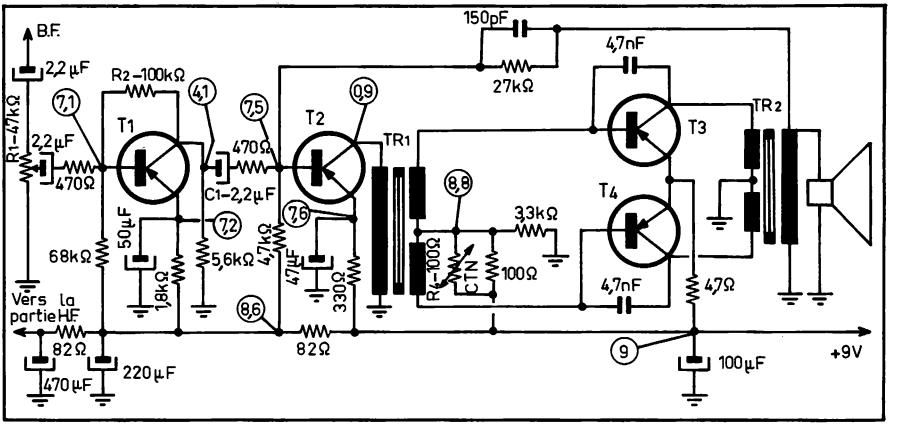


Fig. 1-13. — Un tel amplificateur B.F., à quatre transistors, équipe de nombreux récepteurs, avec quelques modifications de détail.

Le schéma classique d'un étage B.F. d'entrée utilisé en montage émetteur commun se trouve dans la figure 1-13 (transistor T_1) : potentiomètre régulateur de volume à l'entrée (R_1) et compensation thermique par contre-réaction mixte. La résistance R_2 détermine une contre-réaction en tension, et la résistance d'émetteur R_3 une contre-réaction en intensité. Mais cette structure est loin de réunir l'unanimité des constructeurs, et on trouve des montages très variés, le plus simple étant, par exemple, celui de la figure 1-14, où la polarisation de base est obtenue à l'aide d'un diviseur de tension disposé entre le « moins » et le « plus » de la batterie. C'est un montage très souvent utilisé.

On rencontre aussi des étages d'entrée où la polarisation de base est obtenue à partir d'un dispositif de stabilisation utilisant soit une cellule au sélénium, soit, dans les récepteurs

plus récents, une diode au silicium, Une telle cellule fournit généralement la polarisation de base pour certains autres étages du récepteur (fig. 1-15). La résistance ajustable R_1 est réglée de façon à avoir en *a* une tension de −0,8 V par rapport à la masse, et l'efficacité du dispositif est telle que cette tension représente encore −0,7 V à peu près lorsque la tension de la batterie descend à 6 V.

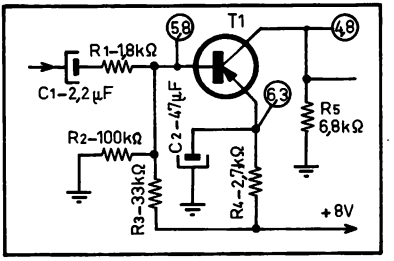


Fig. 1-14. — Schéma d'un étage d'entrée B.F. très souvent utilisé.

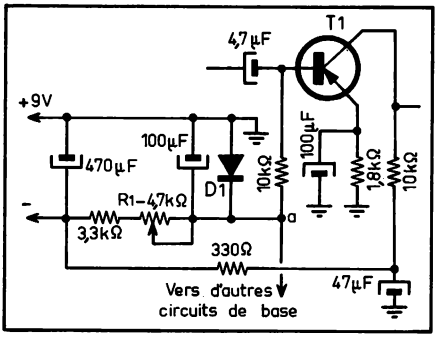


Fig. 1-15. — Schéma d'un étage d'entrée dont la polarisation de base est stabilisée par une diode.

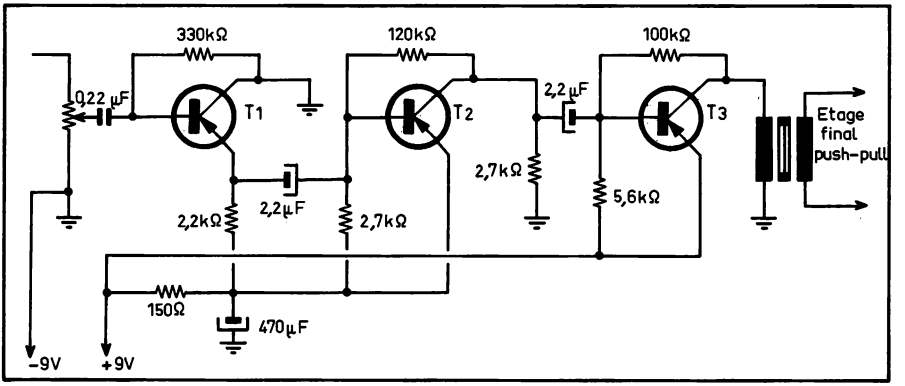


Fig. 1-16. — Dans cet amplificateur de tension B.F., le premier étage, monté en collecteur commun, est un adaptateur d'impédance.

Un exemple d'étage d'entrée monté en collecteur commun (donc sortie par l'émetteur) est donné dans la figure 1-16. Dans ce montage il a été nécessaire, pour obtenir le gain global que l'on s'était fixé, de prévoir deux étages amplificateurs de tension après T_1 (T_2 et T_3), car — il ne faut pas l'oublier — un étage à sortie par l'émetteur a un gain en tension voisin de 1 (par défaut), et ne compte donc pas dans l'évaluation du gain global.

Amplification de tension en B.F.

Lorsque deux étages d'amplification en tension sont prévus, leur structure est, le plus souvent, celle de la figure 1-13 (transistors T_1 et T_2), à quelques détails près. Assez

couramment on se contente d'un seul étage d'amplification. qui attaque alors directement le transformateur « driver » TR_1. En somme, tout se passe alors comme si le curseur du potentiomètre R_1 était réuni directement au C_1.

Si l'on définit la sensibliité d'un amplificateur B.F. par la tension B.F. qu'il est nécessaire d'appliquer à l'entrée d'un étage pour obtenir une puissance standard de 50 mW à la sortie, celle d'un montage à deux étages d'amplification en tension, comme pour la figure 1-13, se situerait vers 1 à 3 mV, le chiffre étant évidemment variable en fonction des transistors utilisés, de l'existence d'une contre-réaction, etc.

Pour un montage à un seul étage amplificateur en tension, la sensibilité se situe généralement vers 10-20 mV.

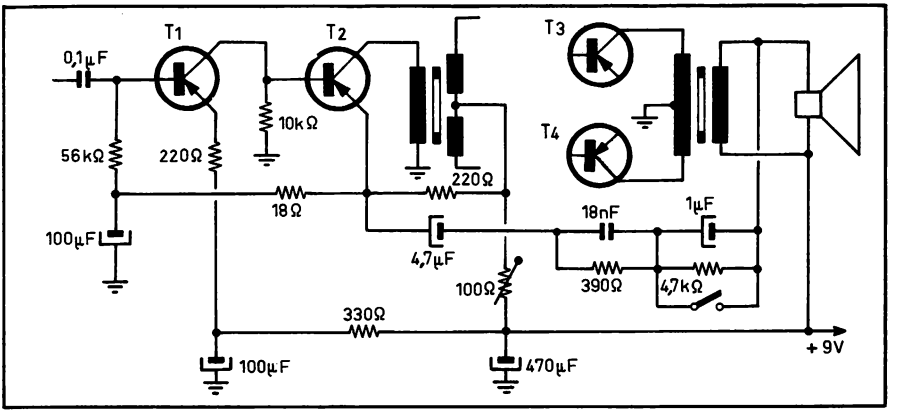


Fig. 1-17. — Exemple d'un amplificateur de tension à liaison directe entre les deux premiers étages et montage stabilisateur de polarisation.

Disons, pour en finir avec les amplificateurs en tension, que l'on rencontre parfois des étages à couplage direct, surtout dans les tout petits récepteurs, où il faut éliminer le plus possible de composants. L'exemple d'un tel montage nous est fourni par le schéma de la figure 1-17. Nous y avons également représenté le circuit de contre-réaction, entre le secondaire du transformateur de sortie et l'émetteur du T_2.

Étage de sortie

Il est toujours réalisé en push-pull classe B (ou, parfois, AB), mais sa structure comporte trois variantes :

1. Transformateur « driver » et transformateur de sortie. C'est, en somme, le schéma des figures 1-13 ou 1-17, qui se retrouve avec quelques différences de détail dans un très grand nombre de récepteurs, avec ou sans contre-réaction, avec le plus « » ou le « moins » de la batterie à la masse, etc.

Il ne faut pas croire que les amplificateurs à transformateurs soient totalement « démodés » et ne se rencontrent que sur des récepteurs anciens. En effet, ils conservent leurs partisans, surtout dans le domaine de faible et moyenne puissance (0,5 à 1,5 W), et particulièrement dans certains pays : Japon et U.R.S.S., en particulier.

2. Transformateur « driver », mais pas de transformateur de sortie. Montage qui a été très souvent employé également , et dont le schéma de la figure 1-18 nous montre un exemple. Ce montage est utilisé avec des transistors de types différents, suivant la puissance de sortie que l'on se propose d'obtenir, et la valeur des différents éléments change évidemment en conséquence. Il faut noter que cette solution est pratiquement abandonnée aujourd'hui, mais qu'on s'y heurte constamment dans les récepteurs à dépanner.

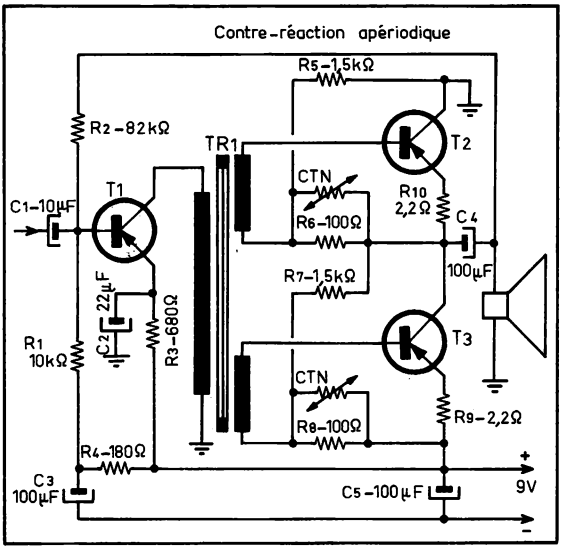


Fig. 1-18. — Étage « driver » et étage final push-pull sans transformateur de sortie.

3. Sans aucun transformateur. Ici, on se trouve en présence de deux possibilités : montage avec deux transistors de même polarité, *p-n-p* ou *n-p-n* (fig. 1-19); montage à transistors complémentaires, *p-n-p* et *n-p-n* (fig. 1-20). Sur ces deux schémas, l'étage d'entrée, équipé d'un AC151, n'a pas été représenté.

Dans tous ces montages, le souci majeur du réalisateur reste la stabilisation du point de fonctionnement, en d'autres termes du courant collecteur de repos, aussi bien en fonction de la température qu'en fonction de la diminution de la tension d'alimentation (vieillissement de la batterie). Les solutions propres à assurer cette stabilisation sont évidemment très nombreuses et varient d'un constructeur à l'autre. Les plus simples consistent à utiliser

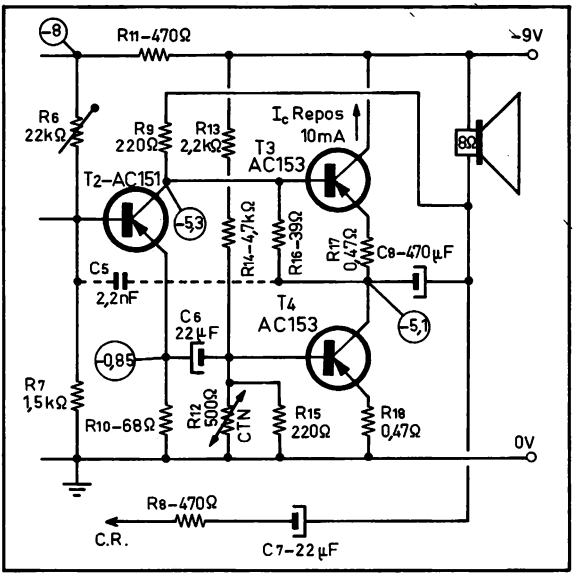


Fig. 1-19. — Étage final sans transmateurs, utilisant deux transistors *p-n-p*.

une thermistance, comme R_4 de la figure 1-13, ou celles qui shuntent R_6 et R_8 dans la figure 1-18 ou encore R_{12} (fig. 1-19) et R_9 (figure 1-20).

En ce qui concerne la puissance de sortie, les plus modestes récepteurs peuvent donner maintenant 400 à 450 mW, et les portables disposant d'une puissance supérieure à 1 W sont assez nombreux.

Voici quelques ordres de grandeurs pour un schéma classique à deux transformateurs, c'est-à-dire celui de la figure 1-13, par exemple.

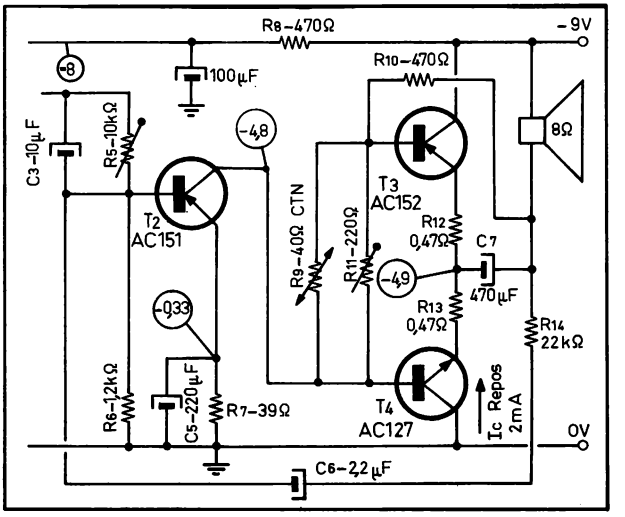


Fig. 1-20. — Étage final sans transformateurs, utilisant deux transistors complémentaires *n-p-n* et *p-n-p*.

Avec deux transistors AC131 en push-pull, 300 mW avec 6 ou 9 V d'alimentation. Avec deux transistors AC117 ou AC128, on peut déjà obtenir jusqu'à 1,6 W avec 6 V et 1,8 W avec 9 V. Avec deux AC124, et une alimentation de 12 V, on peut obtenir une puissance de sortie de 0,6 à 1,8 W.

Les chiffres sont du même ordre de grandeur avec un montage sans transformateur de sortie tel que celui de la figure 1-18 : 0,9 à 1,8 W avec deux AC117 ou AC128 en push-pull et une alimentation 9 V.

Enfin, les amplificateurs des figures 1-19 et 1-20 fournissent, en principe, une puissance de 1 W.

MARCHE À SUIVRE POUR DÉPANNER UN RÉCEPTEUR À TRANSISTORS

En réalité, il serait plus juste de dire : marche à suivre pour déterminer le ou les étages qui pourraient être à l'origine de la panne. Et c'est seulement après, à la suite de quelques mesures adéquates, dont il sera question plus loin, que l'on peut localiser la panne avec précision et intervenir pour l'éliminer.

Un dépanneur expérimenté, habitué à « tester » des récepteurs à tubes, en touchant à l'aide d'un tournevis les différentes grilles et en guettant le claquement qui en résulte, doit tout d'abord renoncer à cette habitude lorsqu'il s'agit d'un récepteur à transistors. Les impédances d'entrée et de sortie des étages à transistors, généralement faibles ou même très faibles, font que cette façon de procéder peut ne rien donner, sans que l'étage correspondant soit à incriminer. D'ailleurs, les dimensions plus que réduites de certains récepteurs « de poche » rendent ce genre d'investigation assez malaisé.

Il ne faut pas oublier également que l'on doit procéder, avant tout, à la vérification très soignée de la tension de la batterie d'alimentation, que l'on remplacera par une batterie neuve, en parfait état, si sa tension, en charge, se révèle de 10 % inférieure à la tension nominale. Cela ne veut pas dire que la batterie du récepteur à dépanner soit nécessairement à remplacer, mais constitue une assurance, une garantie, qu'aucun défaut, constaté à la suite des vérifications ultérieures, ne peut provenir d'une faiblesse de la batterie d'alimentation.

Toutes les tensions aux différents points du récepteur à dépanner seront mesurées à une température ambiante à peu près normale, c'est-à-dire de l'ordre de 20 °C. Tout le monde connaît l'histoire d'un petit portable que son propriétaire a rapporté plusieurs fois, pour non-fonctionnement, au commerçant qui le lui avait vendu, et chez qui ce récepteur fonctionnait parfaitement. On s'est aperçu, enfin, que le client faisait marcher son « pocket » sur la plage, et en plein soleil.

Ajoutons qu'un tel « accident » n'est guère concevable aujourd'hui, car l'utilisation presque exclusive de transistors silicium (beaucoup moins sensibles à la température) et l'emploi de systèmes de stabilisation thermique permettent à un récepteur de fonctionner normalement même si la température ambiante est relativement élevée.

Les différents schémas qui accompagnent cette « marche à suivre » serviront en quelque sorte de guide et d'illustration de tout ce qui sera dit. Tous ces schémas ont été empruntés à des récepteurs largement répandus sur le marché et dont nous rencontrerons des répliques plus ou moins fidèles un peu partout.

Aucune réception et aucun bruit dans le H.P.

Autrement dit, on n'entend absolument rien : ni signal, ni crépitements, souffle ou craquements.

Vérifier, avant tout, *la tension de la batterie* d'alimentation, après l'avoir retirée du récepteur. Procéder à cette mesure en charge, c'est-à-dire en connectant en parallèle sur la batterie une résistance, de façon à créer un débit correspondant à celui du récepteur en fonctionnement. Comme toutes les mesures doivent se faire en l'absence de tout signal, ce débit « artificiel » doit correspondre à celui de repos, qui est, pour la plupart des portables, de l'ordre de 10-15 mA. Autrement dit, s'il s'agit d'une batterie de 9 V, cas le plus courant, on la chargera par une résistance de quelque 600 à 900 Ω.

A. Tension de la batterie correcte

Voir si le contact de l'interrupteur général (représenté par une touche « Marche-Arrêt » ou combiné avec le potentiomètre de puissance) se fait normalement : défaut mécanique ou encrassement (dans les claviers à touches). Suivant le cas, remplacer la pièce défectueuse ou nettoyer le contact.

B. Interrupteur fonctionnant normalement

a) Voir si les connexions vers le haut-parleur (vers la bobine mobile généralement) sont intactes. Le circuit secondaire du transformateur de sortie TR_2 (fig. 1-21) (lorsqu'il y en a un) comporte souvent une prise pour H.P. extérieur ou écouteur, avec coupure du haut-parleur intérieur. Il peut y avoir un mauvais contact.

b) Haut-parleur lui-même défectueux (coupure de la bobine mobile). Transformateur TR_2 défectueux. Ces deux pannes sont rares.

c) Condensateur électrochimique C_3 en court-circuit ou ayant perdu sa capacité. S'il est en c.c., la tension au point *b* du schéma est évidemment nulle (par rapport à la masse). S'il est « vide », la mise en parallèle d'un autre condensateur permet de localiser le défaut, mais il est à remarquer qu'un défaut de capacité peut ne pas provoquer un silence complet. D'autre part, la même remarque peut s'appliquer à un condensateur électro-

chimique tel que C_7 qui, dans beaucoup de récepteurs de ce type, shunte la batterie, avec cette circonstance aggravante que son court-circuit entraîne celui de la batterie, donc sa « mise à plat ».

d) Un des transistors de la partie B.F., T_1, T_2, T_3 ou T_4 du schéma de la figure 1-21 défectueux. Il est rare, cependant, que le silence soit complet si un seul des deux transistors push-pull est à incriminer. Il est toujours recommandé de vérifier ces transistors, à l'aide d'un transistormètre, si on peut les enlever facilement, ou « en circuit », sans les enlever, par la méthode décrite plus loin. La localisation de l'étage défectueux peut aussi se faire très rapidement en utilisant un générateur B.F. Pour s'assurer que l'étage final fonctionne, on applique le signal au collecteur du T_2, à travers un condensateur de 1 ou 2 μF. Si tout va bien, on passe à l'étage précédent, et on applique le signal à la base du T_2 ou au collecteur du T_1, toujours à travers un condensateur de 1 ou 2 μF.

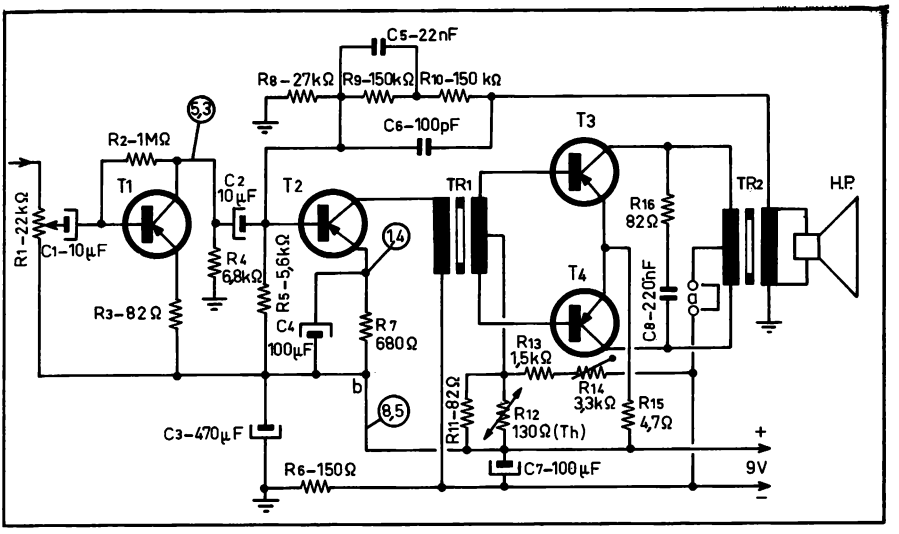


Fig. 1-21. — Schéma d'un amplificateur B.F. à quatre transistors et à liaison par transformateurs. Les transistors T_1 et T_2 peuvent être des AC126, AC162, AC125, AC137 etc. Les deux transistors du push-pull sont à choisir parmi AC 132, AC152, AC135, AC173 etc.

On voit assez souvent des amplificateurs B.F. à trois transistors, dont la figure 1-22 donne un exemple. Les tensions indiquées sur le schéma peuvent servir d'indications, d'ordres de grandeur, pour la vérification des montages analogues, en tenant compte que toutes ces tensions sont mesurées par rapport à la masse et sont, par conséquent, négatives.

e) Vérifier soigneusement s'il n'existe pas une mauvaise soudure, ou une connexion accidentellement coupée dans la partie B.F. Se méfier particulièrement des platines « imprimées » sur lesquelles on a déjà refait des soudures ou remplacé des pièces.

C. Tension de la batterie ne représentant que 40 ou 50 % de la valeur nominale

Si cela est constaté lors de la vérification de la batterie déconnectée du récepteur, la conclusion est immédiate : la batterie est à remplacer. Mais il peut arriver qu'une batterie mesurée séparément se révèle en bon état, mais que la tension dans le récepteur, avec la même batterie remise en place, soit beaucoup trop faible, à peine la moitié de la valeur normale, par exemple. Voir, dans ce cas, si les contacts du logement de cette batterie ne sont pas oxydés, ce qui est assez fréquent lorsqu'on a eu l'imprudence de laisser pendant longtemps une batterie déjà usée à l'intérieur du récepteur.

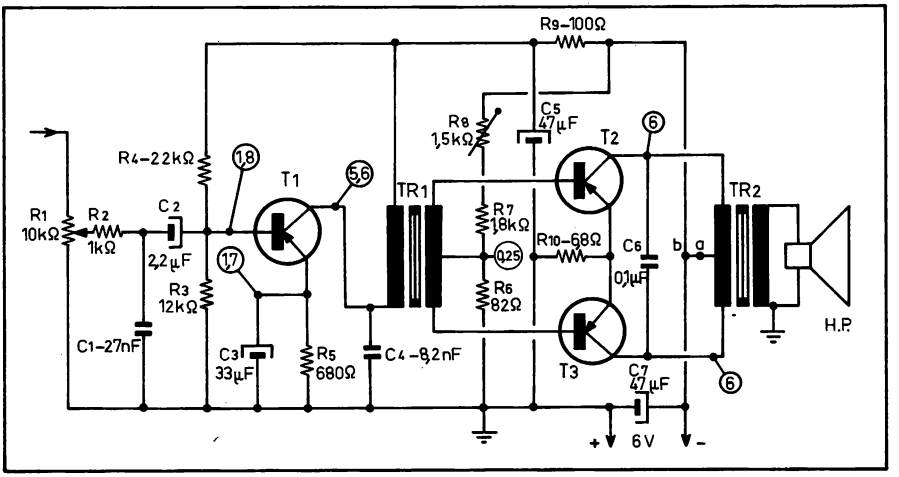


Fig. 1-22. — Amplificateur B.F. analogue au précédent, mais à trois transistors seulement.

D. Tension anormale aux bornes du condensateur de liaison vers le H.P.

Il s'agit, plus particulièrement, d'un amplificateur B.F. sans transformateur de sortie (fig. 1-23). Si on trouve, aux bornes du condensateur C_1, soit une tension pratiquement égale à celle d'alimentation, soit une tension presque nulle, il s'agit d'un court-circuit dans l'un ou l'autre des transistors de sortie.

Aucune réception, mais bruits divers dans le haut-parleur

A. Mesurer la tension aux collecteurs des transistors, surtout ceux de la partie B.F.

Le schéma de la figure 1-21 donne une idée de ce que nous devons trouver aux collecteurs de la partie B.F. à quatre transistors. On comparera ces chiffres avec ceux qui sont indiqués dans le schéma de la figure 1-22. Ne pas oublier que toutes ces valeurs sont négatives par rapport à la masse, c'est-à-dire par rapport au « plus » de la batterie d'alimentation dans le cas des schémas des figures 1-21 et 1-22, mais que l'on rencontre aussi souvent des récepteurs où c'est le « moins » de la batterie qui est mis à la masse.

Le schéma de la figure 1-23 représente la partie B.F. d'un petit « pocket », où justement la batterie d'alimentation est inversée. De plus, ce montage offre un excellent exemple d'un étage final sans transformateur de sortie. Pour réduire les risques d'erreurs et de confusions, il vaut mieux adopter l'habitude de mesurer les différentes tensions toujours par rapport au « plus » de la batterie, que ce pôle soit à la masse ou non. De cette façon, on trouve toujours à peu près les mêmes tensions, négatives, bien entendu.

a) *Si les tensions mesurées sont trop faibles, remplacer* la batterie d'alimentation, après l'avoir vérifiée encore une fois.

b) Si toutes les tensions de collecteur semblent normales, conformes aux indications de la documentation dont on dispose éventuellement, passer à la vérification suivante.

B. Appliquer un signal B.F. à la base du transistor T_2 (fig. 1-21)

Ce signal, fourni par un générateur B.F., ou la sortie B.F. d'un générateur H.F. sera appliqué obligatoirement à travers un condensateur de quelque 1 à 2 µF, afin de ne

pas courir le risque de perturber la polarisation du transistor. On doit normalement entendre ce signal dans le haut-parleur.

a) Si le signal ne passe pas, le transistor T_2 est probablement défectueux (on suppose que l'étage final push-pull a déjà été vérifié). Le vérifier et le remplacer par un autre du même type ou d'un type analogue.

b) Si le signal appliqué semble passer normalement, continuer les essais.

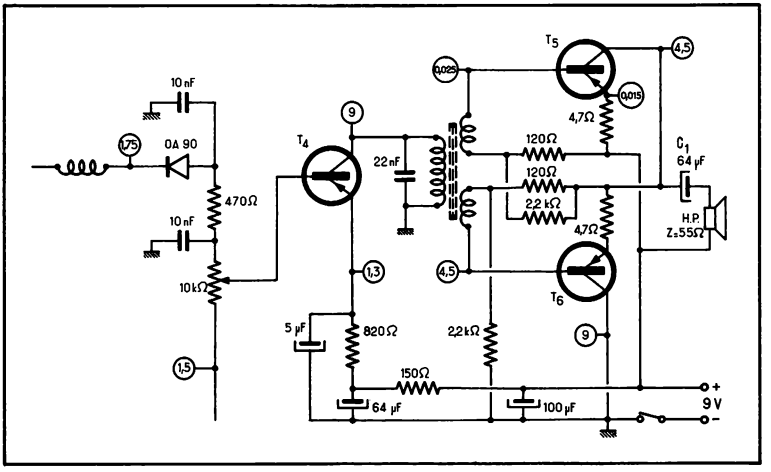


Fig. 1-23. — Encore un exemple d'amplificateur B.F. à trois transistors, sans transformateur de sortie.

C. Appliquer un signal de fréquence intermédiaire successivement à la base des transistors amplificateurs F.I., T_2 et T_3 (fig. 1-24)

La sortie du générateur H.F. (fonctionnant en modulé) sera réunie successivement aux points *b* et *c* de la figure 1-24, à travers un condensateur de 100 pF, et le générateur lui-même accordé sur la fréquence indiquée par la documentation du constructeur, soit

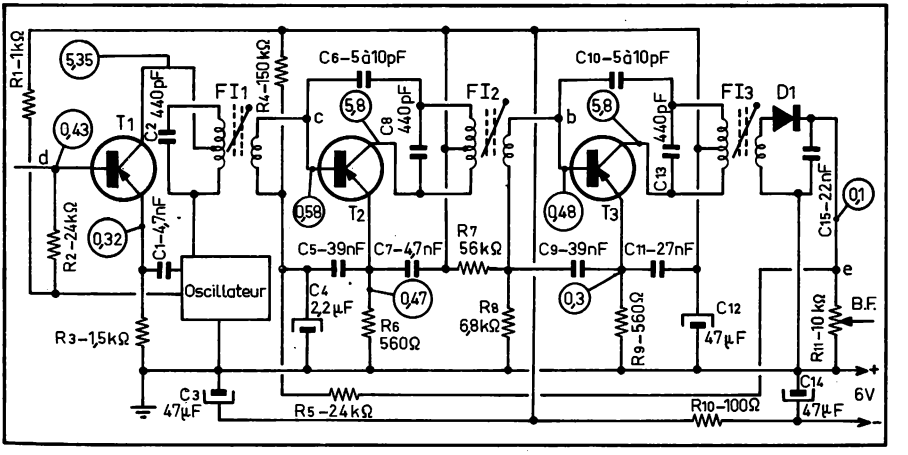


Fig. 1-24. — L'étage changeur de fréquence (T_1) et les deux étages amplificateurs F.I. (T_2 et T_3).

455, 460 ou 480 kHz le plus souvent. On doit dans ces conditions, entendre un signal dans le haut-parleur.

a) *On n'entend aucun signal.* On peut envisager alors :

1° Un défaut dans les bobinages de liaison, FI1 et FI3, le plus souvent coupure à cause d'une soudure défectueuse, ou court-circuit plus ou moins franc par un des condensateurs tels que C_8 et C_{13}, défectueux;

2° Un transistor défectueux, T_2 ou T_3;

3° Un court-circuit dans un condensateur tel que C_7.

b) *On entend le signal normalement.* Passer à l'essai suivant.

D. Appliquer un signal de fréquence intermédiaire à la base du transistor T_1

La sortie du générateur H.F. sera encore une fois, couplée au point *d* (fig. 1-24) à travers un condensateur de 100 pF. Si, dans ces conditions, *on n'entend aucun signal* dans le H.P., voir successivement :

a) Transistor changeur de fréquence T_1, qui peut être défectueux. Le vérifier et le remplacer, s'il y a lieu ;

b) Bobinage de liaison FI1, qui peut être soit en court-circuit par le condensateur tel que C_2. Vérifier la pièce supposée défectueuse, et la remplacer, éventuellement;

c) Bobinages de l'oscillateur coupés, ou condensateur tel que C_1 coupé. Il est à remarquer que dans ce dernier cas, ainsi d'ailleurs que dans celui du bobinage oscillateur coupé, un signal F.I. appliqué à la base du T_1 passera, mais pas un signal H.F., dans les limites de la gamme P.O., par exemple, car le changement de fréquence ne se fera pas.

Manque de sensibilité

A. Vérifier la réception sur toute l'étendue des gammes dont on dispose dans le récepteur à dépanner

Cette vérification se fera soit sur émissions, soit à l'aide d'un générateur H.F. Ce dernier sera couplé au récepteur à l'aide de quelque 4 spires en fil isolé enroulées autour de l'antenne ferrite, les extrémités de cette « bobine » de couplage aboutissant à la sortie du générateur, qui sera commuté en « modulé ».

a) *Absence de réception aux fréquences « hautes » de chaque gamme*, soit vers 300 kHz en G.O., vers 1 500 kHz en P.O. et vers 12 MHz en O.C. Voir :

1° Condensateur de couplage C_1 (fig. 1-24) de l'oscillateur, qui peut être défectueux. Essayer de le remplacer par un autre;

2° Transistor changeur de fréquence T_1. Il est rare, cependant, qu'un transistor défectueux soit à l'origine du non-fonctionnement aux fréquences élevées de toutes les gammes;

3° Un circuit complètement désaccordé, par exemple L_1-C_1 (fig. 1-25). Le localiser et le réaccorder à l'aide du générateur H.F.

b) *Manque de sensibilité aux fréquences « hautes » de chaque gamme.* Vérifier les points suivants :

1° Barreau en ferroxcube de l'antenne-cadre, qui peut être cassé. Il existe des procédés permettant de recoller les ferrites cassées, mais il est souvent plus simple de remplacer le barreau ou même l'ensemble bobines-barreau;

2° Bobines de l'antenne-cadre qui se sont déplacées sur le barreau de ferrite. Repérer la bobine trop « libre », ajuster sa position pour obtenir le maximum de sensibilité, puis l'immobiliser à l'aide de quelques gouttes de colle ou de cire H.F.;

3° Transistor changeur de fréquence T_1 défectueux. Le vérifier et le remplacer s'il y a lieu.

c) *Manque de sensibilité aux fréquences « basses » de chaque gamme*, soit vers 150 kHz en G.O., vers 550 kHz en P.O. et vers 6 MHz en O.C. Voir les points suivants :

1° Transistor changeur de fréquence T_1 défectueux. Il en a été question plus haut. Répétons qu'il est rare de voir un tel défaut se manifester sur toutes les gammes simultanément;

2° Un circuit désaccordé accidentellement, par exemple L_1-C_1-C_2 (fig. 1-25). Là encore le défaut se manifestera, évidemment, uniquement sur la gamme à laquelle appartient le bobinage désaccordé. La remise en état se fait à l'aide d'un générateur H.F. et consiste à réaligner la gamme affectée.

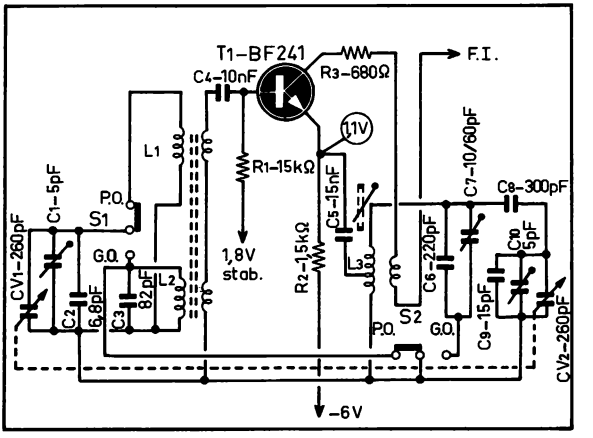


Fig. 1-25. — Étage changeur de fréquence d'un petit portable, à deux gammes. On remarquera la simplicité de la commutation.

Le schéma de la figure 1-25 représente l'étage changeur de fréquence d'un portable deux gammes : G.O. et P.O. On peut se rendre compte que les causes possibles de non-fonctionnement ou de fonctionnement défectueux d'une ou de deux gammes sont très nombreuses.

d) *Manque de sensibilité en général.* Vérifier les points suivants :

1° Un des transistors amplificateurs F.I. (T_2 ou T_3) (fig. 1-24) peut être défectueux. Le localiser à l'aide d'un signal-tracer ou d'un générateur H.F. et le remplacer;

2° Un des condensateurs de découplage de l'amplificateur F.I., tel que C_5, C_7, C_9 et C_{11} de la figure 1-24, défectueux, coupé ou dessoudé;

3° Un des circuits de liaison F.I., tel que FI1, FI2, et FI3 de la figure 1-24, désaccordé, par suite d'un déplacement accidentel d'un des noyaux ou d'une coupure d'un des condensateurs. La localisation se fait à l'aide d'un générateur H.F., de même que le « réalignement » de l'élément désaccordé. Si c'est un des condensateurs qui se trouve coupé, on n'arrive pas à accorder au maximum le circuit correspondant.

B. *Vérifier la réception le long de toutes les gammes en mesurant la tension de C.A.G.*

Cette mesure se fera, obligatoirement, à l'aide d'un voltmètre à résistance propre élevée, au moins 20 kΩ/V, ou, mieux, à l'aide d'un voltmètre électronique.

a) Tension C.A.G. au point *e*, entre R_{11} et C_{15}, trop élevée, de l'ordre de 0,8 V, par exemple, dans le cas du montage de la figure 1-24, à la réception d'un émetteur puissant. Vérifier la valeur et la continuité des résistances telles que R_4, R_5 et R_{11}, et remplacer l'élément défectueux.

b) Aucune tension de C.A.G. à la base du transistor T_2. Voir les points suivants :

1° Diode de détection D_1 défectueuse, ou désaccord important du dernier circuit F.I. Essayer de remplacer la diode et de « réaligner » le circuit F.I. A noter que le type

de la diode n'a pratiquement aucune importance, contrairement à ce qui se passe avec les transistors, dont nous verrons plus loin quelques règles de remplacement. On pourra donc choisir entre les types suivants : OA70, OA79, OA90, 1N48, AA112, etc.;

2° Un des condensateurs, tel que C_{15} du circuit de détection en court-circuit. Vérifier et remplacer éventuellement;

3° Résistance R_5 du circuit de détection-C.A.G. coupée, ou condensateur électrochimique C_4 en court-circuit. Vérifier et remplacer.

C. *Vérifier la partie B.F. en tant que gain*

Cette vérification, dont on trouvera les détails plus loin, doit se faire, pour être vraiment concluante, à l'aide d'un générateur B.F. dont on peut connaître la tension de sortie. Si, en procédant à cette vérification, on constate que le gain de l'étage préamplificateur (ou de l'un des étages préamplificateurs) ou celui de l'étage de sortie est insuffisant, voir les points suivants :

a) un condensateur de découplage d'émetteur, par exemple C_4 de la figure 1-21, ou C_3 de la figure 1-22, défectueux. Essayer de mettre en parallèle un condensateur en bon état, en dessoudant de préférence d'un côté le condensateur supposé défectueux;

b) un transistor défectueux dans un de ces étages. Les mesures de tensions, réalisées avec soin, permettent, en général, de localiser le semi-conducteur défectueux. Pour plus de sûreté, on peut remplacer le transistor douteux par un autre du même type;

c) une résistance coupée. Encore une fois, les mesures de tensions permettent, presque toujours, de localiser la résistance défectueuse. Les mesures à l'aide d'un ohmmètre sont plus délicates à réaliser, à cause des précautions à prendre pour ne pas appliquer des tensions inverses trop importantes à certaines jonctions, et y faire passer une intensité trop élevée. Dans tous les cas, opérer toujours en connectant le pôle « plus » de l'ohmmètre côté base, s'il s'agit d'un *p-n-p*, ou l'inverse si on a affaire à un *n-p-n*. Mais le mieux est de dessouder l'une des extrémités de chaque résistance mesurée;

d) défaut dans le transformateur « driver » (TR_1, fig. 1-21 et 1-22), ou dans le transformateur de sortie TR_2. Il peut y avoir, par exemple, un court-circuit entre spires. Ce genre de panne est en général assez difficilement localisable, mais la mesure de la résistance ohmique des différents enroulements peut parfois donner une indication utile. Indiquons, pour fixer les idées, que la résistance de chaque moitié du primaire du TR_2 est généralement comprise entre 4 et 6 Ω et qu'il n'est pas rare d'y trouver une nette asymétrie, sans que le transformateur soit défectueux. Pour le transformateur TR_1, la résistance du primaire est de l'ordre de 200-250 Ω, et celle de chaque moitié du secondaire de 60 à 90 Ω.

Distorsion

A. *Mesurer la tension de la batterie d'alimentation et vérifier la tension de C.A.G.*

a) la tension de C.A.G. manque ou est trop faible. Voir si la batterie d'alimentation n'est pas usée ou s'il n'existe pas de résistances coupées dans le circuit de C.A.G.;

b) la tension de la batterie est trop faible. La remplacer.

B. *Essayer le récepteur à l'écoute d'une station.* Si la reproduction se fait avec distorsion, voir les points suivants :

a) le condensateur électrochimique de liaison C_1 (fig. 1-21) ou C_2 (fig. 1-22) peut être en court-circuit ou avoir perdu sa capacité. Vérifier par les moyens habituels, en dessoudant le condensateur à l'une de ses extrémités. Évidemment, tout cela est valable pour le condensateur C_2 de la figure 1-21;

b) condensateur tel que C_7 (fig. 1-24) en court-circuit. Dessouder d'un côté et remplacer par un condensateur d'essai;

c) diode de détection (D_2) ou diode d'amortissement (D_1) défectueuse. Cette dernière peut être du même type que D_2. Essayer de remplacer les deux diodes;

d) court-circuit ou défaut de capacité du condensateur tel que C_3 (fig. 1-22). S'il s'agit d'un court-circuit, la mesure de la tension le montre. Si ce condensateur a perdu toute sa capacité, essayer de le « doubler » par un condensateur d'essai;

e) un transistor défectueux soit dans la partie B.F., soit dans l'amplificateur F.I. Essayer de les remplacer par des transistors du même type et sûrement en bon état. Voir également si la résistance R_5 (fig. 1-24) n'est pas défectueuse;

f) court-circuit entre spires soit dans le transformateur « driver » TR_1, soit dans le transformateur de sortie TR_2. Voir ce qui a été dit plus haut à ce sujet, mais le moyen le plus sûr pour localiser une telle panne consiste à connecter provisoirement un transformateur de remplacement, successivement en TR_2 et en TR_1;

g) court-circuit plus ou moins franc dans le condensateur C_6 (fig. 1-22). En dessouder l'une des extrémités et mettre un condensateur d'essai à la place;

h) défaut dans le haut-parleur. Pour s'en assurer, le remplacer par un H.P. d'essai;

i) lorsqu'il s'agit d'un amplificateur B.F. sans transformateurs tel que celui de la figure 1-26, s'assurer avant tout que le débit, au repos, de l'étage de sortie, mesuré en intercalant un milliampèremètre dans la coupure *a-b* du circuit collecteur de T_3 est conforme aux indications du constructeur. Dans tous les cas, lorsqu'il s'agit d'un amplificateur dont la puissance de sortie se situe entre 0,5 et 1 W, ce débit doit être de l'ordre de 4 à 8 mA.

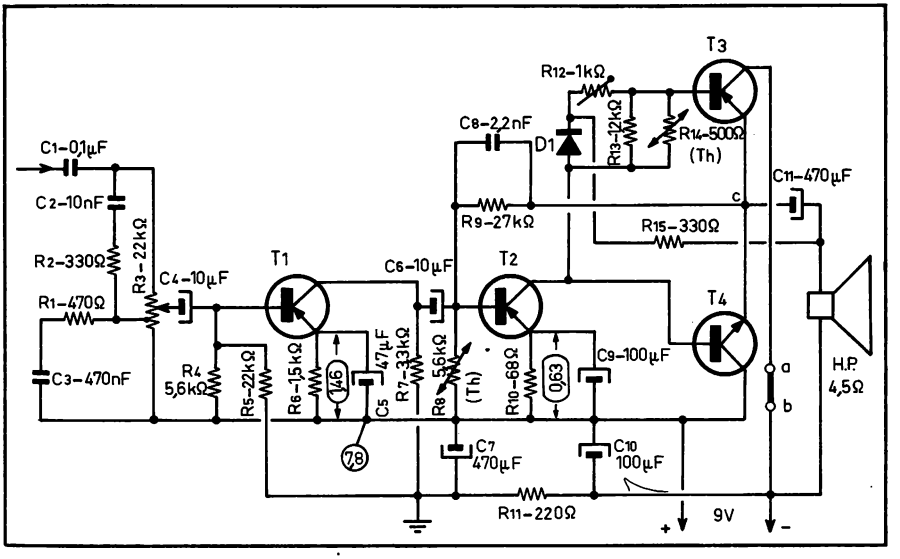


Fig. 1-26. — Schéma assez courant d'un amplificateur B.F. sans transformateurs de sortie.

Vérifier ensuite la polarisation des bases de T_3 et de T_4 qui doit être plus négative pour T_3 et plus positive pour T_4 par rapport à la tension au point *c* et de la même quantité. Il est également important de s'assurer que le régime du transistor T_2 est normal en mesurant la chute de tension sur R_{10}.

Motor-boating

Tout le monde sait ce que ce terme veut dire : oscillations de relaxation à très basse fréquence (quelques pulsations par seconde), rappelant plus ou moins le bruit caractéristique d'un moteur.

A. *Mesurer, en charge, la tension de la batterie d'alimentation*

Si l'on constate que la tension de la batterie est, dans ces conditions, de 50 % environ inférieure à la tension nominale, remplacer la batterie, qui est visiblement usée. A noter qu'une telle baisse de la tension d'alimentation s'accompagne de perturbations de toute sorte : non-fonctionnement sur certaines gammes ou sur certaines portions de gamme, distorsion, etc.

B. *Essayer le récepteur à l'écoute d'une station*

On suppose ici que la tension de la batterie d'alimentation est normale ou, du moins, suffisamment élevée. Si le défaut se manifeste, vérifier successivement :

a) l'accord des éléments de liaison F.I. Au besoin, procéder à un réalignement;

b) l'état de tous les condensateurs shuntant les résistances d'émetteur, c'est-à-dire, dans le cas de la figure 1-24, C_5, C_7, C_9 et C_{11} et, dans celui de la figure 1-21, C_4. Ils peuvent être coupés ou avoir perdu leur capacité;

c) l'état du condensateur de liaison C_2 (fig. 1-22), ou celui des condensateurs C_4 et C_6 de la figure 1-21. Ces condensateurs peuvent également être coupés ou complètement « vides ». Les doubler par des condensateurs d'essai;

d) l'état de chacun des condensateurs de « filtrage » C_3 et C_7 (fig. 1-21), C_5 et C_7 (fig. 1-22) ou C_3, C_{12} et C_{14} (fig. 1-24). Il peut avoir perdu sa capacité, ce qui détermine un couplage parasite et la naissance des oscillations parasites;

e) le circuit de contre-réaction, lorsqu'il y en a une, comme c'est le cas de la figure 1-21 (C_5, C_6, R_8, R_9, R_{10}). Vérifier l'état des différents éléments de ce circuit et le sens de branchement.

Sifflements, grincements et crachements

A. *Mesurer, en charge, la tension de la batterie d'alimentation*

Si l'on constate que cette tension est de 50 % environ inférieure à la normale, remplacer la batterie.

B. *Essayer le récepteur à l'écoute d'une station*

On suppose que la tension de la batterie d'alimentation est normale ou, du moins, suffisamment élevée.

a) *Sifflements.* Vérifier successivement :

1° Circuits F.I. désaccordés. S'en assurer à l'aide d'un générateur H.F. et refaire l'alignement, éventuellement ;

2° Condensateurs de neutrodynage, c'est-à-dire C_6 et C_{10} de la figure 1-24. Ils peuvent être coupés, dessoudés ou déréglés.

b) *Grincements.* Les causes en sont pratiquement les mêmes que pour les sifflements. Vérifier également l'état de tous les condensateurs shuntant les résistances d'émetteur.

c) *Crachements.* Voir les points suivants :

1° Un transistor défectueux. La localisation définitive ne peut guère se faire que par remplacement successif des transistors « suspects » par des transistors « sûrs »;

2° Un mauvais contact quelque part dans le récepteur. La recherche se fera en tapotant doucement les différents points du montage à l'aide d'un petit marteau en caoutchouc spécial;

3° Une mauvaise soudure sur une platine « imprimée ». Examiner la platine à la loupe, seul moyen pour découvrir ce genre de défaut.

Non-fonctionnement ou fonctionnement défectueux en FM

Le schéma de la figure 1-27 représente une « tête » V.H.F. d'un récepteur à modulation de fréquence ou, comme on dit le plus souvent, le tuner FM, emprunté à un récepteur *Grundig* très récent et équipé de transistors silicium BF314 (T_1) et BF241 (T_2). L'oscillateur est stabilisé à l'aide de la diode-capacité D_2 et la polarisation des deux bases l'est par la diode D_1 (BZ102-1V4).

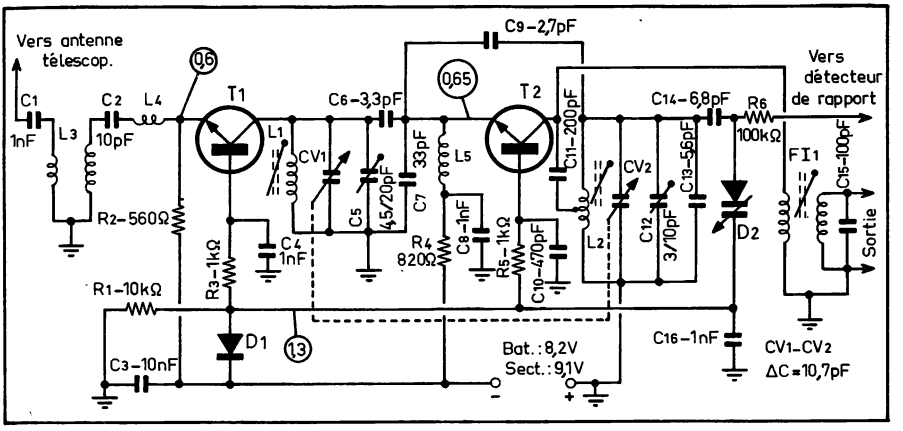


Fig. 1-27. — Schéma d'un tuner FM récent, dont le fonctionnement est stabilisé à l'aide d'une diode « varicap » pour l'oscillateur.

A. *Aucune réception en FM*

On suppose que le fonctionnement est normal en AM, ce qui met hors de cause l'alimentation, l'état des transistors de l'amplificateur F.I. et l'amplificateur B.F. dans son ensemble.

a) S'assurer que la commutation AM/FM se fait normalement, surtout en ce qui concerne la tension d'alimentation et le renvoi de la sortie du tuner FM sur l'entrée du transistor changeur de fréquence (ou mélangeur).

b) Coupure d'un des bobinages du tuner FM : L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 ou FI1 (fig. 1-27). Effectuer cette vérification à l'ohmmètre.

c) Défaut (coupure ou court-circuit) d'un condensateur « essentiel » C_1, C_6, C_9, C_{11} (fig. 1-27).

d) Défaut dans un des transformateurs F.I. de la voie FM. Mais le nombre de défauts n'affectant que cette voie se trouve assez limité, car le plus souvent un élément de liaison FM est pratiquement en série avec l'élément correspondant de la voie AM, comme on peut se rendre compte, en regardant le schéma de la figure 1-28, qui représente un amplificateur F.I. mixte « actuel ». Par exemple, pour la liaison F.I.-FM3, la seule panne possible supprimant la réception de la FM uniquement est le court-circuit du condensateur shuntant le primaire.

B. *Manque de sensibilité*

Encore une fois, il est bien entendu que la sensibilité est normale en AM. Les transistors de l'amplificateur F.I. ne sont donc pas à incriminer.

a) Vérifier, par la mesure attentive des tensions, l'état des deux transistors du tuner FM (fig. 1-27).

b) S'assurer, à l'aide d'un générateur H.F. ou d'un vobuloscope que les circuits F.I. en FM sont correctement réglés sur 10,7 MHz. Si l'accord exact semble difficile à obtenir, vérifier les condensateurs shuntant le primaire des éléments de liaison tels que FM2, FM3 et FM4 (fig. 1-28).

c) Vérifier également le réglage des éléments tels que L_1, L_2, C_5 et C_{12} du tuner FM (fig. 1-27).

d) Voir si la liaison avec l'antenne télescopique n'est pas coupée (en particulier C_1).

C. Dérive en fréquence

Autrement dit, l'accord sur un émetteur ne « tient » pas et la station reçue l'est avec une distorsion plus ou moins prononcée après un certain temps, arrivant même à s'évanouir complètement.

a) Mauvais contact dans le commutateur établissant la liaison entre le détecteur de rapport et la diode « varicap » du tuner FM (cette commutation n'existe pas sur tous les récepteurs).

b) Coupure accidentelle d'un des éléments du circuit ci-dessus.

c) Désaccord du détecteur de rapport.

Pannes diverses

Les vérifications se feront à l'écoute d'un émetteur.

A. *Consommation trop élevée*

La mesure de cette consommation peut se faire en intercalant un milliampèremètre dans la coupure formée par l'interrupteur général, ce dernier étant ouvert, bien entendu. Procéder ensuite aux vérifications suivantes :

a) voir si les condensateurs électrochimiques C_5 et C_7 (fig. 1-22), ou C_3 et C_7 (fig. 1-21) n'ont pas un courant de fuite trop élevé. Répétons que la consommation totale au repos, en l'absence de tout signal, est rarement supérieure à 15 mA. Repérer le condensateur défectueux et le remplacer;

b) il peut s'agir d'un transistor défectueux, n'importe lequel, d'ailleurs, des schémas 1-21, 1-22, 1-23 et 1-24, par exemple. Le transistor défectueux sera presque sûrement trahi par les tensions nettement anormales que l'on mesurera à sa base et à son émetteur;

c) polarisation de base de l'étage final push-pull incorrecte, ou ayant varié pour telle ou telle raison. Ajuster cette polarisation de façon à obtenir un courant global de collecteur (au repos) de l'ordre de 3 à 5 mA pour la plupart des portables classiques. Autant que possible, se conformer aux indications données à ce sujet par le constructeur de l'appareil;

d) courant de fuite déterminé par l'encrassement de l'isolant du logement à piles. Cet encrassement est presque toujours dû au suintement d'un liquide passablement corrosif, libréré par les piles usées laissées trop longtemps dans l'appareil. Il existe des solutions spéciales (par exemple, eau distillée-vinaigre à 10/1) pour nettoyer ce genre de dépôt, après quoi on procède au rinçage à l'eau distillée et au séchage à l'air chaud.

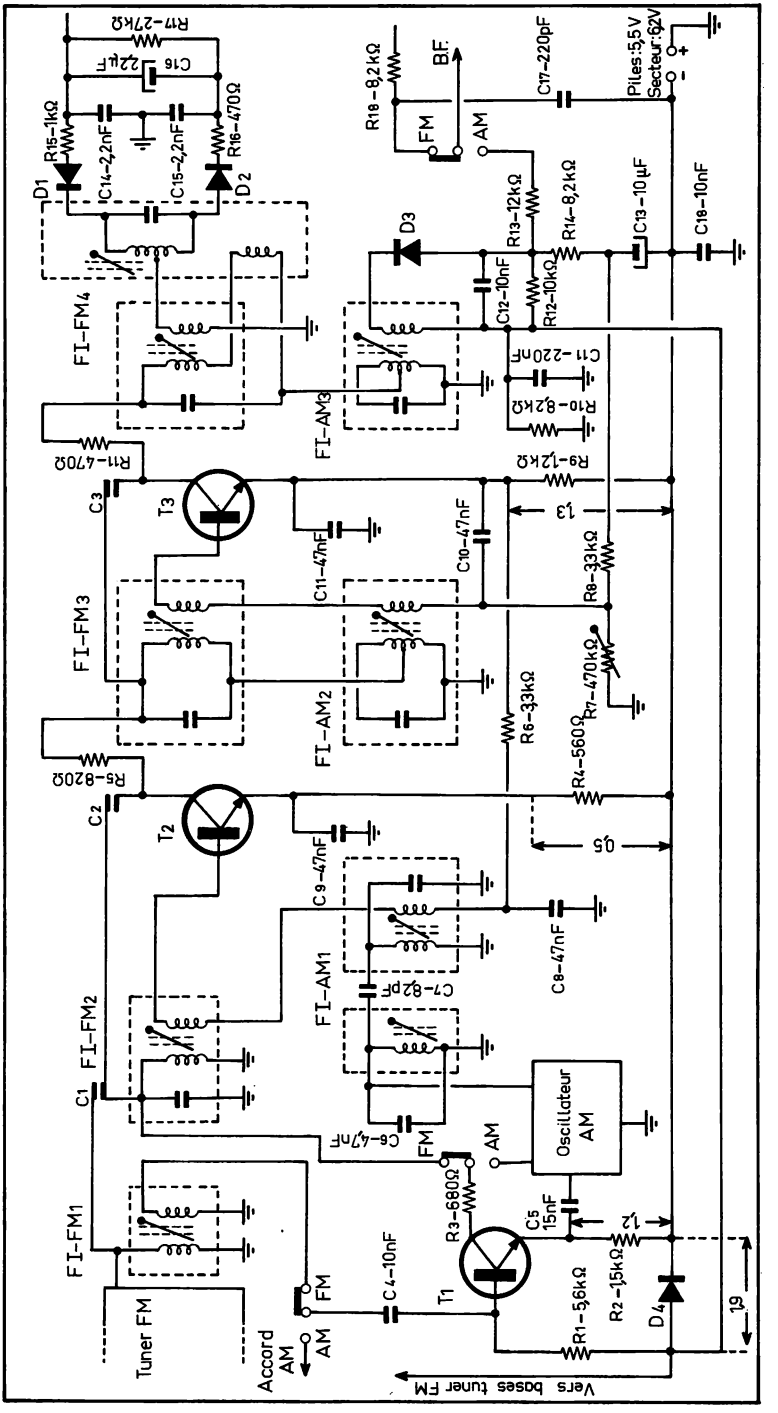


Fig. 1-28. — Schéma d'un amplificateur F.I. mixte, AM/FM, se terminant par les deux détecteurs : celui de rapport pour la FM ; celui à diode pour l'AM.

B. *Instabilité de l'accord ou variations irrégulières et intempestives de la sensibilité*

Autrement dit, sans cause apparente et sans que l'on ait touché quoi que ce soit, une émission captée se décale plus ou moins, et il faut retoucher le bouton d'accord pour la retrouver. Parfois c'est l'intensité de réception seulement qui varie d'une façon plus ou moins régulière.

a) Vérifier la batterie d'alimentation. Elle doit être « à la limite ». La remplacer.

b) Essayer de remplacer le transistor changeur de fréquence T_1 (fig. 1-24) qui peut être défectueux.

C. *Défauts intermittents et crachements*

a) Voir si le contact de l'interrupteur général se fait bien. Vérifier également les contacts de la commutation de gammes. Nettoyer, s'il y a lieu, avec un produit approprié.

b) Essayer de remplacer le transistor changeur de fréquence T_1 (fig. 1-24), qui peut présenter un défaut.

c) Mauvais contact de la pile avec les « prises » de son logement. Ce contact peut être défectueux soit à la suite d'un encrassement (nettoyer), soit à la suite d'une déformation mécanique.

d) Soudure « sèche » sur une platine « imprimée ». La rechercher à la loupe et la refaire.

e) Cassure d'une connexion « imprimée ». La repérer à la loupe ou à l'ohmmètre et la « ponter » par une courte connexion.

f) Défaut dans le bloc de condensateurs variables : contact intermittent entre plaques ou mauvais contact avec la prise de masse.

g) Mauvais contact et crachements dans le potentiomètre de puissance (R_1, fig. 1-21 et 1-22). C'est une panne assez fréquente qui entraîne, presque toujours, le remplacement du potentiomètre.

h) Court-circuit plus ou moins franc d'un condensateur électrochimique. Utiliser, pour la localisation, un électrochimique d'essai, que l'on connectera, successivement, à la place des condensateurs suspects, après en avoir dessoudé l'une des extrémités. Décharger toujours l'électrochimique d'essai avant sa mise en place.

i) Coupure intermittente d'une résistance. On peut essayer de localiser la résistance défectueuse en tapotant légèrement, avec un petit marteau en caoutchouc, toutes les résistances l'une après l'autre. Si une résistance paraît suspecte, on la shunte par une résistance d'essai de valeur à peu près équivalente.

j) Coupure plus ou moins franche d'un condensateur de liaison ou de découplage. Même processus de localisation que pour une résistance.

k) Diode de détection défectueuse. Essayer de la remplacer par une diode dont on est sûr.

Ronflement

A. *Le ronflement subsiste lorsque le potentiomètre de puissance se trouve complètement au minimum*

Il s'agit, le plus souvent, du transistor préamplificateur B.F. (par exemple T_1 des figures 1-21 et 1-22) défectueux. Essayer de le remplacer par un autre du même type.

B. *Le ronflement ne se manifeste qu'avec le potentiomètre de puissance au maximum*

Dans ce cas, on peut soupçonner un des transistors de la partie H.F. et F.I. ainsi que la diode de détection.

A propos des ronflements qui se manifestent lorsque le potentiomètre de puissance est au minimum, ils ont pour origine, le plus souvent, la partie B.F. du récepteur. On peut localiser le transistor qui en est la cause en shuntant à l'aide d'un électrochimique de quelque 4,7 μF sa résistance de charge. Ce sera, par exemple, le primaire du TR_1 de la figure 1-21 ou encore R_4 du même schéma. Si, dans ces conditions, le ronflement disparaît c'est le transistor qui précède que l'on doit soupçonner. Dans un montage tel que celui de la figure 1-21, commencer par vérifier le transistor préamplificateur T_1, et ensuite seulement le transistor « driver » T_2. Il est parfois nécessaire de les remplacer tous les deux. Toujours est-il que le transistor « driver » étant en place, toute trace de ronflement doit disparaître lorsque le transistor préamplificateur T_1 est déconnecté. Sinon, le transistor T_2 est également à remplacer.

Essai d'un transistor

Il est toujours fastidieux d'avoir à déconnecter un transistor pour l'essayer, mais on peut se faire une idée suffisante sur son état sans rien débrancher et en procédant simplement à quelques mesures de tensions. Le procédé ci-dessous s'applique aussi bien à un transistor B.F. qu'à un étage F.I., dont la figure 1-29 représente justement un exemple.

Tout d'abord, à l'aide d'un voltmètre, à résistance propre de 20 kΩ/V au moins, on mesure la chute de tension sur la résistance d'émetteur R_3. On trouve, par exemple, −0,5 V (par rapport au « plus » de la batterie).

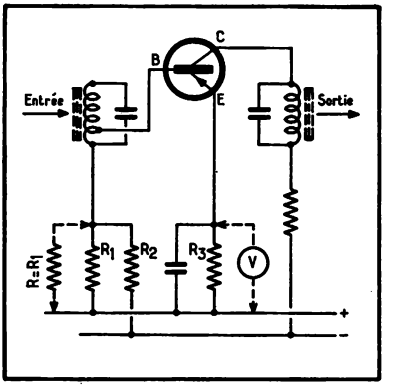


Fig. 1-29. — Il est possible, par quelques mesures, de juger de l'état d'un transistor sans le dessouder.

Ensuite, sans déconnecter le voltmètre V on réunit à la masse (c'est-à-dire au « plus » dans le cas de la figure 1-29), la base B du transistor. La tension aux bornes de R_3 doit diminuer au moins de 0,1 V si le transistor est en bon état.

Toujours sans déconnecter le voltmètre V, on shunte la résistance R_1 du diviseur de tension de base par une résistance R de même valeur. De ce fait, on rend la base plus positive ou, si l'on préfère, moins négative. Dans ces conditions, la tension aux bornes de R_3 doit diminuer de moitié à peu près. Dans le cas considéré elle ne sera donc que de −0,25 V environ.

D'une façon générale, pour la plupart des transistors H.F., F.I. et préamplificateurs B.F. la tension de base doit être, en fonctionnement normal, de 0,1 à 0,2 V plus négative

(ou, si l'on préfère, moins positive) que la tension d'émetteur. Dans le cas de la figure 1-29, la tension en B doit être, par conséquent, de $-0{,}6$ à $-0{,}7$ V. Bien entendu, c'est le contraire s'il s'agit de transistors *n-p-n*.

Il est évident que les résultats de toutes ces mesures ne peuvent être vraiment valables, que si tous les composants de l'étage considéré sont en bon état.

PROCÉDÉS POUR LA LOCALISATION D'UNE PANNE

MÉTHODE QUI CONSISTE A « TRAQUER » LE SIGNAL

Il s'agit d'une méthode de localisation, très largement utilisée à l'étranger et surtout aux U.S.A., qui permet de « cerner » très rapidement l'étage défectueux, à partir de quoi quelques mesures de tensions ou de résistances suffisent pour découvrir la cause réelle de la panne.

Le principe de la façon d'opérer est très simple, que nous allons expliquer rapidement sur un exemple « concret ».

Imaginons un amplificateur B.F. à gain très élevé, suffisant, par exemple, pour obtenir à la sortie, aux bornes de la bobine mobile du H.P., de quelque 4 Ω, une tension alternative de 1 V à partir d'une tension de 1 mV appliquée à l'entrée. Ces chiffres sont, bien entendu, des ordres de grandeur et la structure générale d'un tel amplificateur peut être celle de la figure 2-1*a*. L'atténuateur que l'on y voit à l'entrée n'est nullement obligatoire, mais constitue un « perfectionnement » dont il sera question plus loin.

En revanche, la sonde de la figure 2-1*b*, logée habituellement dans un petit blindage cylindrique fixé à l'extrémité d'un câble coaxial de longueur suffisante (70 à 90 cm), et munie, à son entrée d'une pointe de touche, est indispensable. Elle comportera obligatoirement un inverseur à glissière S_1, dont la position dépendra des étages « explorées » : H.F.-F.I. ou B.F.

Enfin, un complément très utile sera constitué par un oscillateur B.F. de la figure 2-1*c*, qui fournit un signal pratiquement sinusoïdal.

En possession de tout ce matériel nous sommes déjà en mesure de rechercher utilement l'étage en panne d'un récepteur et commencerons par un schéma classique, celui de la figure 2-2, en supposant que cet appareil est totalement muet, mais que la batterie de 9 V vérifiée semble en excellent état.

Vérification de la partie B.F.

Commençons par vérifier la partie B.F., c'est-à-dire les étages T_4, T_5, T_6 et T_7, en connectant l'oscillateur B.F. de la figure 2-1*c* entre le point *a* et la masse et en réglant R_{14} au maximum. S'il en résulte un son de puissance apparemment normale dans le haut-parleur, on peut conclure que la partie B.F. du récepteur n'est pas à incriminer et chercher ailleurs, c'est-à-dire dans les étages T_1, T_2 ,T_3 et la détection (D_1). Mais, pour l'instant, nous supposons que le signal B.F. appliqué en *a* (fig. 2-2) reste sans aucun effet et nous opérons dans l'ordre suivant (l'oscillateur B.F. étant toujours connecté en *a*) :

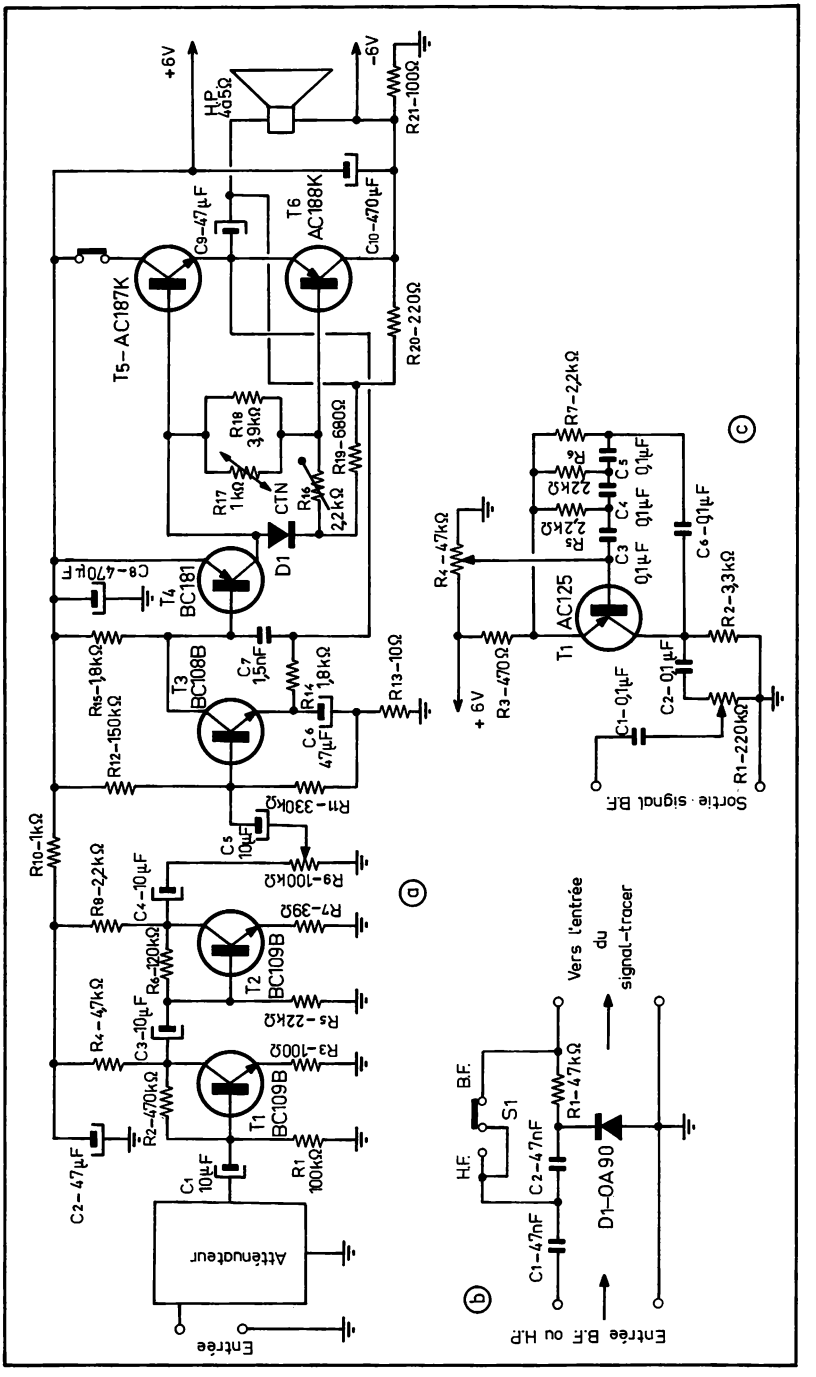


Fig. 2-1. — Eléments d'un « signal-tracer » classique. Amplificateur B.F. à grand gain, précédé éventuellement d'un atténuateur étalonné (*a*). Sonde commutable pour la H.F. ou la B.F. (*b*). Générateur B.F. pour l'injection d'un signal à l'amplificateur B.F. du récepteur à dépanner (*c*).

1. La pointe de touche de la sonde, commutée sur B.F. et connectée, bien entendu, à l'entrée de l'amplificateur de la figure 2-1*a*, sera mise en contact avec le point *b* (la masse de la sonde réunie à celle du récepteur). Si, dans ces conditions, nous entendons un son dans le haut-parleur du « signal-tracer », cela veut dire que celui du récepteur est défectueux : bobine mobile coupée, par exemple. Si le silence est toujours complet, nous remontons plus haut.

2. Il est rare de voir les deux transistors du push-pull de sortie (T_6 et T_7) hors d'usage simultanément. Or, si l'un des deux transistors fonctionne encore, même mal, le récepteur ne sera pas totalement silencieux. Il en sera de même si l'une des moitiés du primaire de TR_2 est coupée, défaut que l'on localise immédiatement soit par la mesure de la tension sur l'un et l'autre collecteur, soit par celle de la résistance du primaire TR_2, dont l'ordre de grandeur est de 50 à 70 Ω pour la totalité de l'enroulement.

Donc, il est plus logique de « tester » immédiatement les deux bases des transistors T_6 et T_7, en *c* et *d*. Si le signal B.F. arrive normalement au primaire de TR_1 et si ce transformateur est en bon état (pas de coupure ou de court-circuit entre spires, surtout au secondaire), le haut-parleur du « signal-tracer » doit faire entendre pratiquement le même son aux deux points.

Si tel n'est pas le cas (son beaucoup plus faible d'un côté que de l'autre, par exemple), il faut non seulement vérifier le secondaire de TR_1 (coupure ou court-circuit), mais aussi l'état des transistors T_6 et T_7 : l'un peut être en court-circuit et l'autre coupé, par exemple.

Signalons à ce propos que le lecteur trouvera, dans le chapitre consacré aux amplificateurs B.F., des indications précises sur les caractéristiques (résistance ohmique, nombre de spires, diamètre du fil) des transfromateurs tels que TR_1 et TR_2 utilisés dans les amplificateurs de faible et moyenne puissance (0,1 à 1 W environ).

Pour en revenir à notre dépannage, si aucun signal n'est décelé aux points *c* et *d*, on passe à l'essai suivant.

3. La pointe de touche du signal-tracer » est mise en contact avec le collecteur de T_5 (point *e*). Il est peu probable que le signal y soit présent si nous n'avons rien trouvé en *c* et en *d*, car il faudrait supposer alors un défaut (coupure) affectant les deux moitiés du secondaire, ce qui n'est guère concevable. D'un autre côté, si c'est le primaire de TR_1 qui était coupé, on recueillerait en *e* tout au plus (et pas toujours) un signal très faible dû aux capacités internes du transistor T_5. De toute façon, la mesure de la tension en *e* et celle de la résistance du primaire (ordre de grandeur 300-400 Ω) nous permet immédiatement de dire si le transformateur TR_1 est bon ou mauvais.

A remarquer que si TR_1 semble normal (aucune coupure) et que nous trouvons une certaine tension continue en *e* (valeur normale : environ 1,4 V en moins par rapport au pôle de la batterie d'alimentation qui n'est pas à la masse) sans que le signal B.F. y soit présent, il est à peu près certain que le défaut se situe dans l'étage T_5, soit dans le transistor lui-même, soit dans ses circuits d'alimentation. Nous passons donc à l'essai suivant.

4. Pointe de touche du « signal-tracer » en *f*, c'est-à-dire à la base de T_5. Si le signal B.F. y est présent (il arrive à travers C_{15}), aucune hésitation possible : l'étage T_5 ne laisse rien passer. Localiser la panne en mesurant soigneusement les tensions à la base, à l'émetteur et au collecteur (voir le tableau des tensions normales dans le chapitre consacré aux amplificateurs B.F.), essayer de remplacer le transistor et contrôler la valeur des résistances R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{23} et R_{24}.

Dans le cas où aucun signal B.F. n'est présent en *f*, passer à l'essai suivant.

5. Sonde du « signal-tracer » en contact avec le collecteur de T_4 (point *g*). Si le signal B.F. y semble normal, aucun doute : condensateur C_{15} coupé. Il est à noter qu'une telle coupure peut n'être pas complète et que le condensateur défectueux présente une capacité « résiduelle » très réduite, mais suffisante cependant pour que l'on trouve en *f* un signal B.F. très faible.

Si on ne trouve rien en *g*, le plus simple est de passer au « stade » suivant.

6. Pointe de touche du « signal-tracer » en *h*, c'est-à-dire à la base de T_4. Si le signal B.F. y est normal, on peut dire avec certitude que l'étage T_4 ne laisse rien passer, et on procède alors à la mesure des tensions (base, émetteur, collecteur), à la vérification ou l'échange éventuel du transistor, au contrôle des résistances. Il convient, cependant, de se méfier des structures particulières de certains montages, ce qui est justement le cas de la figure 2-2. En effet, le condensateur C_{14}, même s'il est de faible valeur (100 pF à 1 nF), suffit pour amener le signal B.F. en *g*, ce qui peut faire croire que l'étage T_4 fonctionne normalement. Et c'est ici qu'apparaît l'insuffisance des « signal-tracer », qui ne permettent que de juger « au son » : passe ou ne passe pas, sans pouvoir dire, même approximativement, si l'étage « teste » apporte un gain quelconque.

Si, par contre, on ne trouve rien en *h*, il s'agit vraisemblablement de la coupure du condensateur C_{11} ou, d'une façon générale, d'une coupure (mauvaise soudure souvent) de la liaison entre le curseur de R_{14} (fig. 2-2) et la base de T_4.

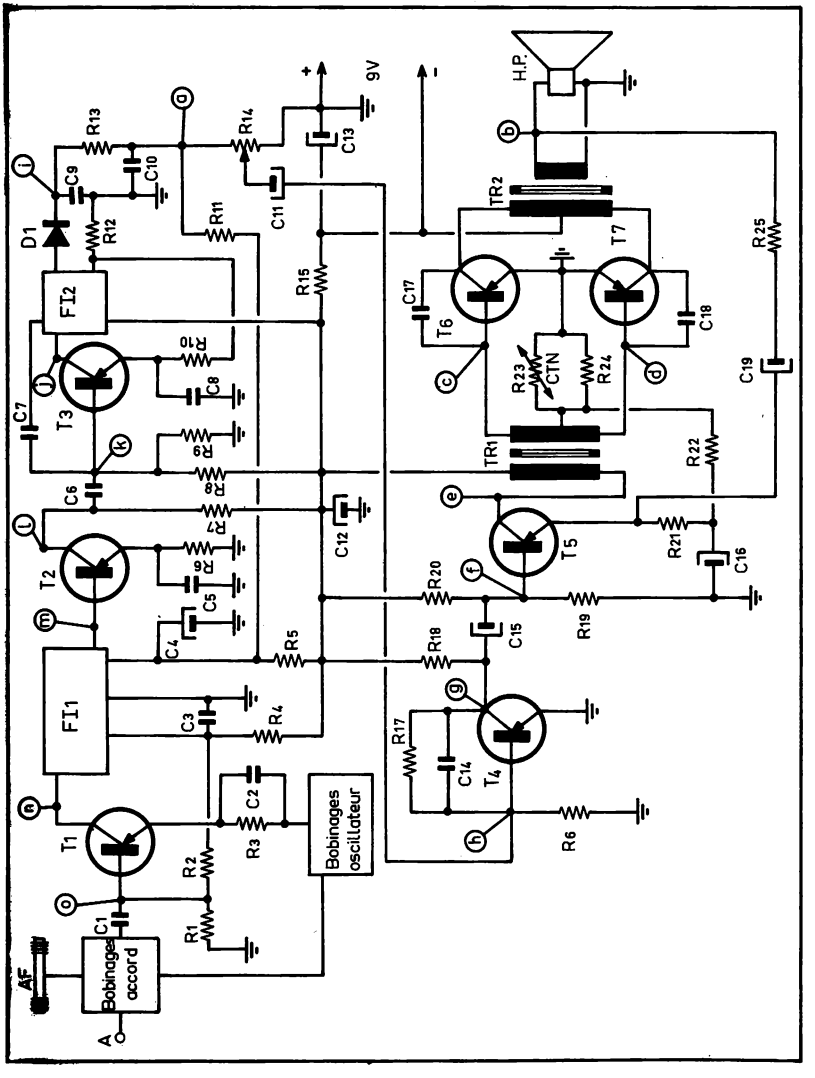


Fig. 2-2. — Exemple d'un récepteur de structure fréquemment rencontrée avec l'indication des points de prélèvement du signal.

Si, à la suite de toutes ces vérifications, le signal B.F. passe à partir du point *a*, il reste à vérifier la partie H.F.-F.I.

Vérification de la partie H.F.-F.I.

L'oscillateur B.F. de la figure 2-1*c* ne nous est plus d'aucune utilité et nous le déconnectons du point *a* (fig. 2-2). D'autre part, nous connectons à l'entrée « Antenne » du récepteur à dépanner un générateur H.F. modulé, que nous accordons sur une fréquence quelconque en G.O., par exemple 200 kHz. Le récepteur sera commuté également sur G.O., et c'est là que surgit une difficulté que certains procédés permettent de surmonter. En effet, il est nécessaire d'accorder le récepteur en panne sur la fréquence du générateur H.F., ce qui n'est guère facile, étant donné que, par définition, ce récepteur ne « répond » pas.

Une première solution consiste, chaque fois que l'on effectue, une « touche » en un point quelconque de la partie H.F.-F.I., de balayer le cadran du récepteur sur quelque 10 mm à droite et à gauche du repère 200 kHz. C'est la façon de procéder que nous adopterons pour tout ce qui suit. Une seconde solution consiste à utiliser un multivibrateur à la place du générateur H.F., mais nous en parlerons en détail plus loin.

Enfin, la sonde (fig. 2-1*b*), toujours placée à l'entrée du « signal-tracer » sera commutée en H.F. pour tous les points de contrôle précédant la détection (diode D_1) et en B.F. pour les points *a* et *i*.

Nous allons donner rapidement la marche à suivre pour vérifier la partie H.F.-F.I., le principe étant le même que pour la partie B.F.

1. Sonde (commutée en B.F.) placée en *a*. Normalement, on ne doit y trouver aucun signal B.F., car si tel était le cas ce signal se propagerait à travers l'amplificateur B.F. qui vient d'être vérifié et trouvé normal.

2. Transporter la sonde (toujours commutée en B.F.) au point *i*. Si le signal B.F. y est présent, on peut soupçonner la coupure de la résistance R_{13}. Si rien n'apparaît en *i*, passer à l'essai suivant.

3. Pointe de touche de la sonde en *j* (sonde commutée en H.F. à partir de ce point). Si on entend dans le haut-parleur du « signal-tracer » la modulation du générateur H.F., vérifier la liaison FI2 (désaccord important), la diode D_1 (coupure ou court-circuit), le condensateur C_9 (court-circuit), etc. S'il n'y a rien en *j*, passer à l'essai suivant.

4. La sonde au point *k*. Si le signal passe, tout l'étage T_3 est à vérifier : tensions base, émetteur et collecteur, transistor lui-même (remplacer éventuellement), valeur des résistances telles que R_8, R_9, R_{10} et R_{12}, condensateur C_7. Si aucun signal n'apparaît en *k*, passer à l'essai suivant.

5. Transporter la sonde en *l*. On remarquera la structure un peu particulière de l'amplificateur F.I. de la figure 2-2. Il comporte, en effet, à l'entrée, un élément de liaison FI1 du type dit à « sélectivité concentrée », comprenant un filtre de bande à trois circuits accordés, puis une liaison RC entre T_2 et T_3, et enfin un transformateur normal entre T_3 et le détecteur. Donc, si après n'avoir rien trouvé en *k* on recueille un signal en *l*, la première chose à vérifier est le condensateur C_6 (coupure possible). S'il n'y a rien en *l* passer à l'essai suivant.

6. Pointe de touche de la sonde en *m*. Si le signal y apparaît normal, vérifier l'étage T_2 : tensions base, émetteur et collecteur, transistor lui-même (remplacer éventuellement), circuit de C.A.G. (R_5, R_{11}, C_4). Si aucun signal n'apparaît en *m*, passer à l'essai suivant.

7. Transporter la sonde au point *n*. Si le signal y apparaît, vérifier l'élément de liaison FI1 qui peut être complètement désaccordé par suite d'une coupure ou d'un court-circuit affectant l'un des composants (dans les liaisons de ce type il y a, en général, 4 bobinages et 5 à 6 condensateurs). Si aucun signal n'apparaît en *n*, trois possibilités existent :

a) transistor défectueux ou tensions incorrectes à la base, à l'émetteur et au collecteur;

b) signal incident, celui du générateur H.F., n'atteint pas la base du transistor : vérifier les bobinages d'accord, le condensateur de liaison C_1 etc.;

c) pas d'oscillation. En dehors du cas où cela est dû au transistor lui-même, vérifier les bobinages oscillateurs, le condensateur C_2 (coupure ou court-circuit), etc.

PERFECTIONNEMENTS DE LA MÉTHODE

En opérant avec les moyens de la figure 2-1 nous pouvons, bien entendu, localiser une panne franche, due à un transistor tout à fait hors service, à la coupure d'un circuit, au court-circuit d'un composant, etc. Mais il nous est pratiquement impossible de « déceler » des nuances, qui touchent essentiellement le niveau du gain d'un étage. Une écoute du son, sans la moindre idée sur l'amplitude du signal injecté à l'entrée d'un étage et sur celle recueillie à la sortie, ne peut donner aucun renseignement sur le gain ou sur l'atténuation, à moins d'avoir d'un côté un son très puissant et de l'autre un « murmure ».

La seule solution pouvant remédier à cet état de choses consiste à disposer à l'entrée du « signal-tracer » un atténuateur étalonné et à prévoir à la sortie, un indicateur de niveau.

Atténuateurs étalonnés

Si on imagine un amplificateur muni d'un indicateur du niveau de sortie et que la sensibilité maximale de cet amplificateur est telle que cet indicateur dévie à fond pour une tension à l'entrée de 1 mV, par exemple, un atténuateur étalonné à l'entrée doit pouvoir réduire la sensibilité de l'amplificateur dans un rapport bien déterminé pour chacune de ses positions, car il est évident qu'un tel dispositif, pour être suffisamment précis, ne peut procéder que par bonds : commutateur rotatif ou clavier à touches comme sur le schéma de la figure 2-3 emprunté à un signal tracer *Grundig*.

Les deux transistors à effet de champ de ce schéma constituent essentiellement des adaptateurs d'impédance et précèdent l'amplificateur à proprement parler, qui comporte 7 transistors.

Quant à l'atténuateur, il procède, comme on le voit, par bonds de 10 dB, de 0 à -50 dB, mais comporte, en plus un atténuateur supplémentaire de -60 dB, introduit par la manœuvre de l'inverseur S_1. Autrement dit, si le clavier est en position 0 dB et S_1 sur -60 dB, l'atténaution globale est de -60 dB, bien entendu, mais il est possible de la pousser jusqu'à -110 dB en appuyant successivement sur les touches du clavier : $-60 + (-10) = -70$ dB; $-60 + (-20) = -80$ dB, etc. A noter que si l'on appuie sur une touche du clavier, la touche précédemment enfoncée se relève.

Les deux diodes, D_1 et D_2, protègent le transistor T_1 contre une surcharge éventuelle pouvant résulter d'une trop grande amplitude du signal à l'entrée.

Il faut bien comprendre que l'atténuateur de la figure 2-3 confère à l'amplificateur une sensibilité maximale lorsqu'il est en position 0 dB aussi bien pour le clavier que pour S_1. Dans ces conditions, une tension B.F. de 1 mV à l'entrée suffit pour obtenir, à la sortie, la puissance maximale pour le haut-parleur et la tension maximale à la prise B.F.

Si le signal à l'entrée de l'atténuateur est supérieur à 1 mV, il est nécessaire de l'atténuer, pour que la tension à l'entrée de l'amplificateur, c'est-à-dire à la porte du transistor T_2, ne dépasse en aucun cas 1 mV, afin d'éviter toute surcharge ou saturation de tel ou tel étage de l'amplificateur.

Nous avons donc, d'une part, des variations de tension à l'entrée de l'atténuateur et, d'autre part, les différentes positions de ce dernier dont l'affaiblissement s'exprime en

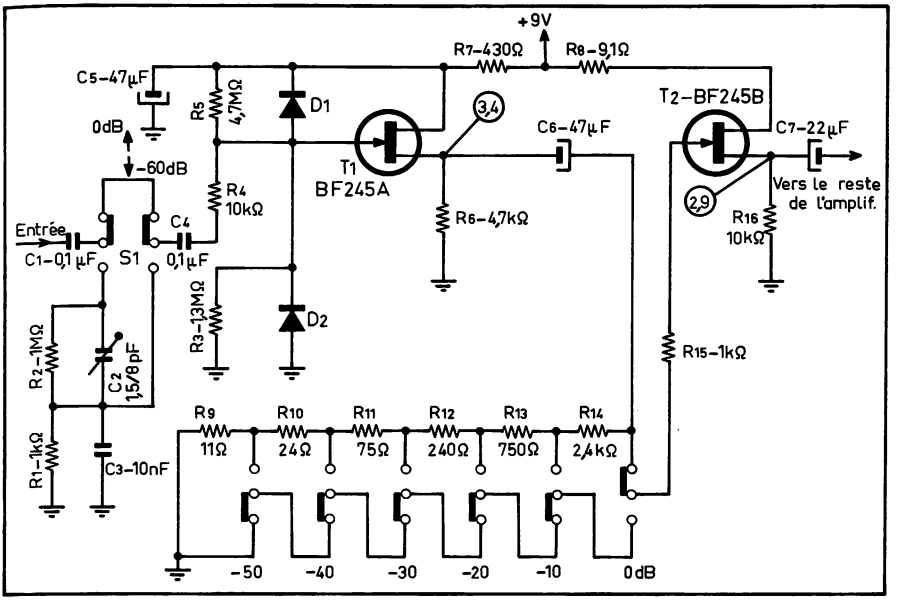


Fig. 2-3. — Exemple d'un atténuateur calibré que l'on trouve souvent à l'entrée d'un « signal tracer ».

décibels. Il est donc utile et même nécessaire d'établir une correspondance entre le rapport des tensions à l'entrée et le nombre de décibels que nous devons afficher pour placer l'amplificateur dans les conditions normales de fonctionnement. Cela nous oblige à rappeler rapidement quelques notions essentielles sur les décibels.

Décibels

Tout d'abord, il ne faut jamais oublier que le décibel n'est pas une unité, mais un rapport, en principe de puissances, mais aussi, par extension, de tensions (ou d'intensités). L'équivalent en décibels d'un rapport de puissances s'exprime par 10 fois le logarithme de ce rapport.

Par exemple, si, par suite d'un défaut, la puissance de sortie d'un amplificateur B.F., normalement de 1,6 W, ne représente plus que 0,2 W, le rapport de puissances est 1,6/0,2 = 8, et son expression en décibels est

$$10 \log 8 = 9{,}03 \text{ dB},$$

puisque le logarithme de 8 est 0,903 (tous les formulaires ou aide-mémoire comportent des tables de logarithmes, généralement à 3 décimales, ce qui est largement suffisant pour la pratique). Dans le cas présent, puisqu'il s'agit d'un affaiblissement, d'une perte de puissance, on affecte le nombre de décibels calculé d'un signe « — » : —9,03 dB.

Théoriquement, nous n'avons pas le droit de traduire en décibels, sans faire certaines corrections, un rapport qui définirait la tension de sortie d'un amplificateur pour une certaine tension à l'entrée. Une telle opération n'est possible que si l'impédance d'entrée est égale à celle de sortie, ce qui est rarement le cas pour un amplificateur entier.

Pourtant, on voit couramment un amplificateur caractérisé par son gain en décibels ou un étage isolé défini par le nombre de décibels traduisant le rapport de sa tension de sortie à sa tension d'entrée. Il s'agit donc de s'entendre sur les choses à faire et à ne pas faire.

Lorsqu'il s'agit d'un gain en puissance d'un amplificateur, nous avons parfaitement le droit de l'exprimer en décibels, puisque, par définition, le décibel exprime un rapport de puissances. Nous n'avons pas, alors, à tenir compte des impédances d'entrée et de sortie, et nous nous contentons d'évaluer les puissances correspondantes.

Lorsqu'il s'agit d'un gain en tension (ou en intensité) d'un amplificateur, ou d'un étage isolé, il est nécessaire de tenir compte des impédances d'entrée et de sortie, mais on a pris l'habitude, théoriquement incorrecte, d'exprimer directement en décibels le gain d'un étage amplificateur de tension, autrement dit d'un étage préamplificateur B.F.

Toujours est-il que si l'on tient compte des impédances d'entrée (Z_1) et de sortie (Z_2), le gain réel en tension d'un amplificateur, exprimé en décibels, sera donné par la relation

$$20 \log \frac{U_2}{U_1} + 10 \log \frac{Z_1}{Z_2},$$

où U_1 et U_2 désignent, respectivement, la tension appliquée à l'entrée et recueillie à la sortie. Nous ne donnons la relation ci-dessus qu'à titre indicatif, car sa manipulation demande une habitude des calculs logarithmiques sur lesquels nous ne pouvons pas nous étendre ici. Nous n'en retiendrons que le premier terme, 20 log (U_2/U_1), qui nous donnera toujours l'ordre de grandeur du gain (ou de l'affaiblissement), suffisant pour nos manipulations avec un « signal-tracer ».

Tableau 2-1

Correspondance décibels-rapports de tensions, d'intensités ou de puissances

Rapport de puissances	Rapport de tensions et intensités	dB − +	Rapport de tensions et intensités	Rapport de puissances
1,000	1,000	0	1,000	1,000
0,891	0,944	0,5	1,059	1,122
0,794	0,891	1	1,122	1,259
0,631	0,794	2	1,259	1,585
0,501	0,707	3	1,413	1,995
0,398	0,631	4	1,585	2,512
0,316	0,562	5	1,778	3,162
0,251	0,501	6	1,995	3,981
0,199	0,446	7	2,239	5,012
0,158	0,398	8	2,512	6,310
0,126	0,354	9	2,818	7,943
0,100	0,316	10	3,162	10
0,063	0,251	12	3,981	15,85
0,040	0,199	14	5,012	25,12
0,025	0,158	16	6,310	39,81
0,016	0,126	18	7,943	63,10
0,010	0,100	20	10,000	100
0,0063	0,079	22	12,59	158,5
0,0040	0,063	24	15,85	251,2
0,0025	0,050	26	19,95	398,1
0,0016	0,040	28	25,12	631,0
0,0010	0,032	30	31,62	1000
$6{,}3.10^{-4}$	0,025	32	39,81	1585
$4\ .10^{-4}$	0,020	34	50,12	2512
$2{,}5.10^{-4}$	0,016	36	63,10	3981
$1{,}6.10^{-4}$	0,013	38	79,43	6310
$1\ .10^{-4}$	0,010	40	100	10000
$6{,}3.10^{-5}$	0,0079	42	125,9	15850
$4\ .10^{-5}$	0,0063	44	158,5	25120

Tableau 2-2

Correspondance rapports (de tensions ou de puissances) — décibels

Rapport	dB (Puissan.)	dB (Tension)	Rapport	dB (Puissan.)	dB (Tension)	Rapport	dB (Puissan.)	dB (Tension)
1	0	0	4,2	6,232	12,465	7,4	8,692	17,385
1,1	0,414	0,828	4,3	6,335	12,669	7,5	8,751	17,501
1,2	0,792	1,584	4,4	6,435	12,869	7,6	8,808	17,616
1,3	1,139	2,279	4,5	6,532	13,064	7,7	8,865	17,730
1,4	1,461	2,923	4,6	6,628	13,225	7,8	8,921	17 842
1,5	1,761	3,522	4,7	6,721	13,442	7,9	8,976	17,953
1,6	2,041	4,082	4,8	6,812	13,625	8	9,031	18,062
1,7	2,304	4,609	4,9	6,902	13,804	8,1	9,085	18,170
1,8	2,553	5,105	5	6,990	13,979	8,2	9,138	18,276
1,9	2,788	5,575	5,1	7,076	14,151	8,3	9,191	18,382
2	3,010	6,021	5,2	7,160	14,320	8,4	9,243	18,486
2,1	3,222	6,444	5,3	7,243	14,486	8,5	9,294	18,588
2,2	3,424	6,848	5,4	7,324	14,648	8,6	9,345	18,690
2,3	3,617	7,235	5,5	7,404	14,807	8,7	9,395	18,790
2,4	3,802	7,604	5,6	7,482	14,964	8,8	9,455	18,890
2,5	3,979	7,959	5,7	7,559	15,117	8,9	9,494	18,988
2,6	4,150	8,299	5,8	7,634	15,269	9	9,542	19,085
2,7	4,314	8,627	5,9	7,709	15,417	9,1	9,590	19,181
2,8	4,472	8,943	6	7,782	15,563	9,2	9,638	19,276
2,9	4,624	9,248	6,1	7,853	15,707	9,3	9,685	19,370
3	4,771	9,542	6,2	7,924	15,848	9,4	9,731	19,463
3,1	4,914	9,827	6,3	7,993	15,987	9,5	9,777	19,554
3,2	5,051	10,103	6,4	8,062	16,124	9,6	9,823	19,645
3,3	5,185	10,370	6,5	8,129	16,258	9,7	9,868	19,735
3,4	5,315	10,630	6,6	8,195	16,391	9,8	9,912	19,825
3,5	5,441	10,881	6,7	8,261	16,251	9,9	9,956	19,913
3,6	5,563	11,126	6,8	8,325	16,650	10	10	20
3,7	5,682	11,364	6,9	8,388	16,777	25	13,979	27,959
3,8	5,798	11,596	7	8,451	16,902	50	16,990	33,979
3,9	5,911	11,821	7,1	8,513	17,025	100	20	40
4	6,021	12,041	7,2	8,573	17,147	1000	30	60

Nous croyons utile, pour la rapidité des différents calculs qu'un technicien peut avoir à faire, de donner ci-dessous deux tableaux. Le premier (2-1) nous fournit la correspondance d'un nombre rond de décibels avec les rapports de tensions (ou d'intensités) et de puissances. Le second (2-2) indique à combien de décibels correspondent certains rapports de tensions (ou d'intensité) et de puissances.

Le tableau 2-2 permet de trouver rapidement le nombre de décibels correspondant à n'importe quel rapport de tensions ou de puissances. La façon de procéder est la suivante :

a) soit un rapport quelconque *n* que nous ne trouvons pas dans le tableau 2-2, et que nous voulons traduire en décibels. Nous pouvons toujours considérer *n* comme un produit d'un certain nombre de rapports connus, figurant dans le tableau 2-2. Par exemple, si le rapport donné est 15, nous pouvons dire : $15 = 3 \times 5$; s'il s'agit de 85, nous écrivons $85 = 17 \times 5 = 1{,}7 \times 10 \times 5$;

b) ayant décomposé de cette façon le rapport donné, nous cherchons dans le tableau 2-2 le nombre de décibels correspondant à chacun des facteurs, dans la colonne « Puissance » ou « Tension » suivant le cas, et en faisons la somme.

En reprenant les exemples ci-dessus, nous aurons :

$15 = 3 \times 5$ soit $4{,}771 + 6{,}990 = 11{,}761$ dB (en puissance), ou le double, soit 23,552 dB en tension;

$85 = 1{,}7 \times 10 \times 5$, soit $2{,}304 + 10 + 6{,}990 = 19{,}294$ dB (en puissance), ou le double, soit 38,558 dB en tension.

A remarquer que nous pouvons effectuer des « manipulations » analogues avec les données du tableau 2-1. Par exemple, si nous voulons savoir à quel rapport de tensions correspondent 23 dB, il nous suffit de multiplier entre eux les rapports correspondant à 20 et à 3 dB, soit $10 \times 1{,}413 = 14{,}13$.

Indicateurs du niveau de sortie

Un atténuateur étalonné, comme celui que nous avons décrit plus haut, à l'entrée d'un « signal-tracer » ne sera d'aucune utilité dans l'évaluation, même très approximative, des performances d'un étage ou d'un groupe d'étages si nous n'avons pas la possibilité de « lire » d'une façon quelconque la réaction de l'amplificateur du « signal-tracer » au signal relevé à la sortie et à l'entrée (ou inversement) de l'ensemble testé.

Bien entendu, c'est un appareil à aiguille qui est le plus commode en tant qu'indicateur, et on peut envisager cent et une façons de l'incorporer à l'amplificateur du « signal-tracer », dont nous allons donner quelques exemples.

L'indicateur de la figure 2-4 fait partie du même appareil que l'atténuateur de la figure 2-3 (SV41, *Grundig*) et sa particularité consiste dans l'utilisation d'un amplificateur séparé (T_2 et T_3) amenant le signal observé à un niveau suffisant pour obtenir, après redressement en doubleur de tension par D_1 et D_2, une déviation complète du microampèremètre M_1.

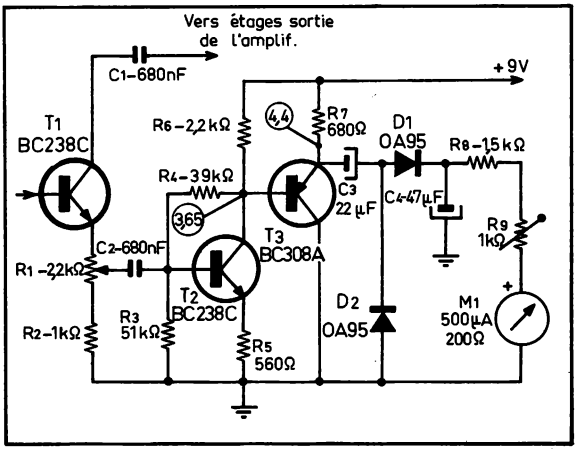


Fig. 2-4. — Une solution possible pour ajouter un voltmètre de sortie à un « signal tracer »; en utilisant un amplificateur séparé.

Le signal pour l'indicateur n'est pas prélevé ici à la sortie de l'amplificateur ou à son avant-dernier étage comme cela se fait le plus souvent, mais sur un étage collecteur commun (T_1), précédant les trois derniers étages de l'amplificateur. Le potentiomètre R_1 permet de régler la sensibilité de l'indicateur, tandis que la résistance ajustable R_9 sert à son étalonnage, en fonction des caractéristiques du microampèremètre utilisé.

L'indicateur de la figure 2-5 fait partie du schéma de la figure 2-1*a*, et enregistre, par conséquent, la tension du signal appliqué sur les bases de l'étage de sortie. La sensibilité du microampèremètre M_1 peut être de 100 à 500 µA avec, éventuellement, une résistance ajustable en série, de quelque 1 000 à 2 000 Ω.

Le troisième exemple d'un indicateur est celui de la figure 2-6, où la tension de sortie est prélevée sur l'un des collecteurs du push-pull T_1-T_2, appliquée, à travers C_1, à une diode, redressée, sommairement filtrée par C_2 et faisant dévier le microampèremètre M_1, de 100 μA. La résistance ajustable R_2 de 1 000 à 2 000 Ω, permet d'ajuster la déviation maximale de M_1 en fonction de la tension de sortie maximale prévue et de la résistance propre de M_1, variable suivant la provenance de l'appareil.

Étant donné que, le plus souvent, on opère avec un « signal-tracer » en remontant de la sortie vers l'entrée d'un récepteur, c'est-à-dire en descendant dans la gamme des amplitudes du signal prélevé (volts à la sortie; millivolts ou même microvolts à l'entrée), on place, en règle générale, la graduation 0 dB à l'extrémité « pleine déviation » de l'échelle du cadran. La déviation « 0 dB » correspond alors à une certaine tension appliquée à l'entrée du « signal-tracer », choisie en fonction de la tension maximale que l'on pense rencontrer dans l'appareil « testé », l'atténuateur étant placé sur la position « adéquate » au début et manœuvré ensuite en tenant compte des étages explorés et de l'amplitude des signaux que l'on peut y trouver.

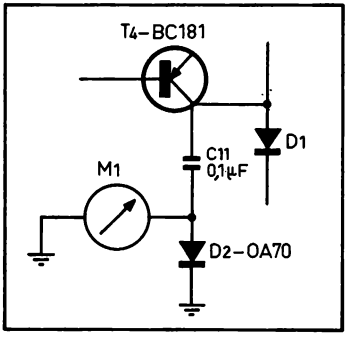


Fig. 2-5. — Une autre solution pour ajouter un voltmètre de sortie au schéma de la figure 2-1*a*.

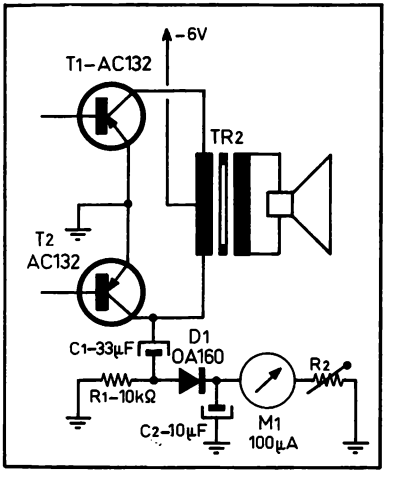


Fig. 2-6. — Ici, on prélève le signal pour le voltmètre de sortie à l'une des extrémités du transformateur TR_2.

Dans ces conditions, en dehors de la recherche d'un étage défectueux dans le cas d'un récepteur totalement muet, on repère immédiatement un étage « suspect » lorsqu'il s'agit d'une panne moins franche : manque de puissance, manque de sensibilité, etc. En effet, les différents tableaux que le lecteur trouvera dans les chapitres consacrés aux amplificateurs B.F., F.I., à la détection et au changement de fréquence permettront de se rendre compte, dans tous les cas, si le gain d'un étage se situe dans une « fourchette » normale ou s'il est nettement insuffisant. Or, le cadran gradué directement en décibels du « signal-tracer » permet d'évaluer le gain en décibels d'un étage (ou d'un groupe d'étages) en deux « touches » : tant de décibels à la sortie et tant à l'entrée, la différence des deux lectures représentant le gain de l'étage.

La figure 2-7*a* représente la graduation d'un cadran en décibels (en bas), avec 0 dB à la déviation maximale. Ni la graduation de 0 à 100, ni celle en décibels ne sont linéaires, car il s'agit en quelque sorte de voltmètres alternatifs dont la graduation est toujours plus ou moins resserrée vers le premier tiers de l'échelle surtout, sans parler du fait qu'une graduation en décibels n'est pas linéaire par sa nature même.

Il n'est nullement obligatoire d'établir une graduation en décibels avec le 0 dB à droite, au maximum de déviation, et on peut faire ce qui est représenté dans la figure 2-7*b*, en faisant correspondre le 0 dB avec la graduation 10 de l'échelle supérieure pour simplifier les choses.

La combinaison atténuateur-indicateur de sortie, les deux en décibels, demande une certaine habitude dans la lecture des atténuations et des gains lorsqu'on est amené, par exemple, à utiliser deux positions différentes de l'atténuateur lors d'une manipulation.

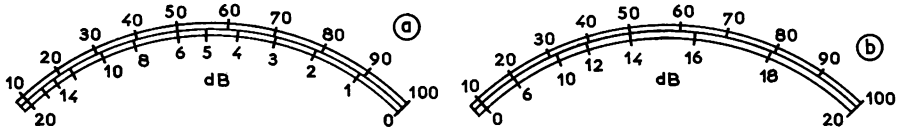


Fig. 2-7. — Allure de la graduation en décibels du cadran d'un indicateur de sortie, avec 0 dB au maximum de déviation (*a*) ou en début de l'échelle (*b*).

Supposons que nous ayons affaire à un « signal tracer » dont l'atténuateur d'entrée est celui de la figure 2-3 et dont l'indicateur de sortie est muni d'un cadran gradué comme la figure 2-7*a*. Au départ, l'atténuateur est en position —30 dB, par exemple, ce qui signifie que la déviation complète de l'aiguille correspond à une tension à l'entrée de quelque 32 mV (rapport 31,6/1 avec la tension correspondant à 0 dB). Au cours de nos « investigations » sur un appareil en panne nous constatons que l'aiguille dévie à la graduation 6 dB à la sortie d'un étage, tandis qu'à l'entrée du même étage la déviation est à peine perceptible, restant au-delà de 20 dB et ne permettant aucune précision de lecture. Le signal à l'entrée de l'amplificateur (après l'atténuateur) est donc insuffisant et nous devons l'affaiblir moins, en commutant l'atténuateur en position —10 dB. L'aiguille dévie alors presque à fond, à 1 dB à peu près. Quel est le gain de l'étage?

La première mesure, à la sortie de l'étage, nous a donné —30 dB (position de l'atténuateur) plus —6 dB (déviation de l'aiguille), soit —36 dB. La seconde mesure nous a indiqué —11 dB au total. Le gain de l'étage « testé » s'obtient en retranchant les décibels « sortie » des décibels « entrée », en valeur absolue, c'est-à-dire sans tenir compte du signe « moins ». Cela donne, dans le cas présent : 36 — 11 = 25 dB.

D'une façon tout à fait générale, le gain s'obtient en opérant comme ci-dessus, mais il peut arriver qu'on aboutisse ainsi à un affaiblissement, c'est-à-dire à des décibels négatifs, soit dans le cas d'un défaut, soit dans celui d'un montage spécial, généralement adaptateur d'impédance (collecteur commun, en particulier), dont le gain en tension normal est toujours inférieur à 1 (donc négatif si on l'exprime en décibels).

Tout ce qui vient d'être dit reste valable si le cadran de l'indicateur de sortie est gradué en décibels suivant la disposition de la figure 2-7*b*.

UN EXEMPLE DE RÉALISATION : SIGNAL-TRACER » Centrad TYPE 402

Une excellente illustration de tout ce que nous avons dit est constituée par le « signal-tracer » *Centrad*, type 402, dont le schéma complet est représenté dans la figure 2-8.

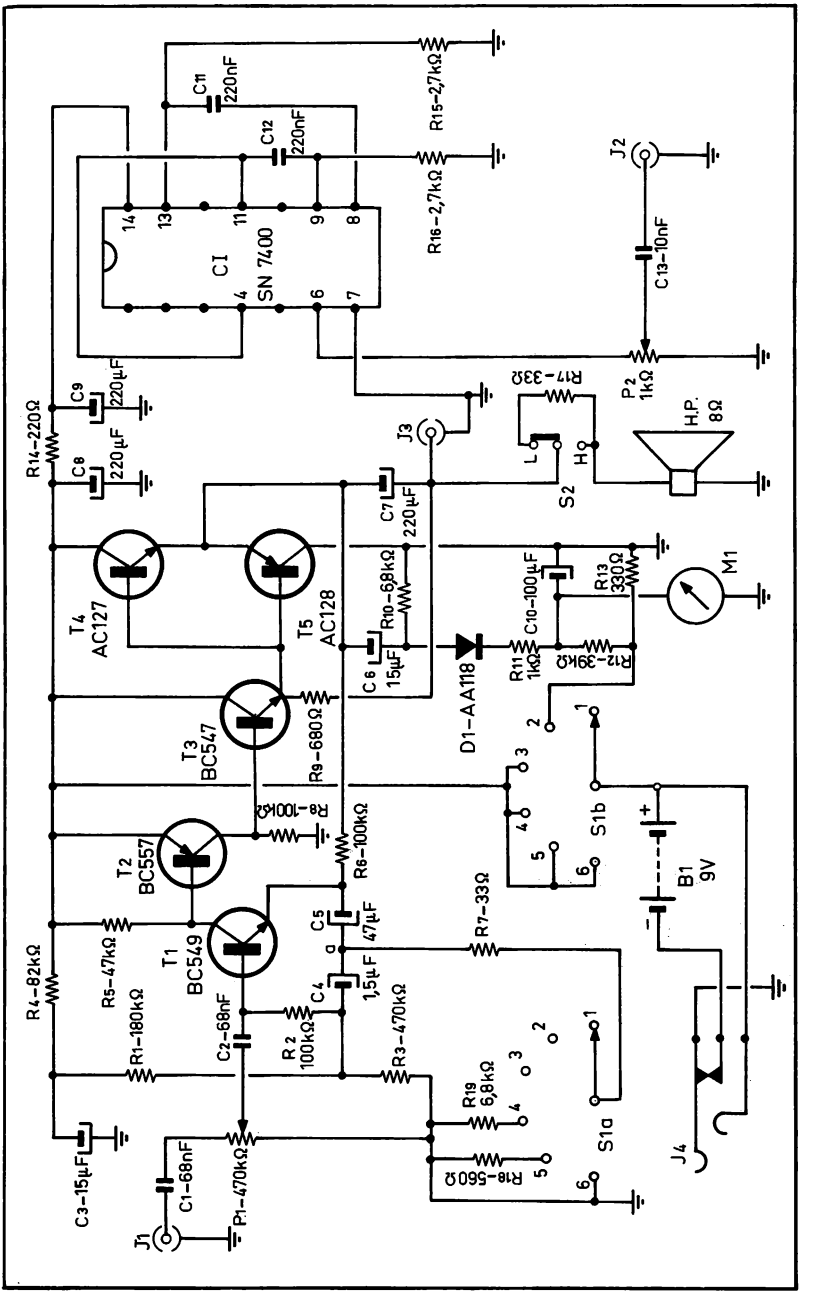


Fig. 2-8. — Schéma du « signal-tracer » type 402 *(Centrad)*, comprenant un amplificateur à grand gain, un atténuateur étalonné à quatre positions, un indicateur de sortie et un oscillateur injecteur de signal.

Analyse du schéma

Cet appareil comprend quatre sections qui sont :

a) un amplificateur à grand gain (transistors T_1 à T_5);

b) un atténuateur étalonné à 4 positions (3, 4, 5 et 6 de S1*a*);

c) un indicateur de sortie M_1 dont le cadran est gradué en décibels;

d) un oscillateur séparé (multivibrateur), à circuit intégré, qui peut servir d'injecteur de signal.

Amplificateur et atténuateur

Il y a d'abord le préamplificateur T_1-T_2 dont l'étage d'entrée, T_1, grâce à l'utilisation d'un circuit « bootstrap », présente une impédance d'entrée élevée (500 kΩ environ). L'étage de sortie T_4-T_5, à symétrie complémentaire est tout à fait classique et aboutit à un haut-parleur commutable par l'inverseur S_2 sur pleine puissance, de 0,5 W environ, en position H, ou sur puissance réduite, par insertion, en série d'une résistance R_{17} de 33 Ω, si on ne veut pas être gêné par le son lorsqu'on procède aux mesures à l'aide de l'indicateur de sortie.

L'originalité de cet amplificateur réside dans son atténuateur étalonné qui, contrairement aux solutions le plus souvent adoptées, ne dose pas le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur, mais agit sur le gain global de ce dernier en modifiant le taux de contre-réaction. Cette dernière consiste à réinjecter le signal de sortie sur l'émetteur de T_1 à travers la résistance R_6. Dans ces conditions, pour une certaine valeur de R_6, le taux est maximal, ce qui veut dire que le gain global de l'amplificateur est minimal. La valeur de R_6 est « dimensionnée » de façon que ce gain soit tel que la puissance de sortie de 0.5 W soit obtenue à partir d'un signal de 1 V sur la base de T_1.

Fig. 2-9. — Vue générale du « signal-tracer » 402 *(Centrad)*

Pour augmenter le gain de l'amplificateur il faut réduire le taux de contre-réaction, et la façon la plus simple d'y parvenir est de prévoir un diviseur de tension à l'émetteur T_1. Ce diviseur de tension est constitué par la résistance R_6 et par une branche capacité-résistance vers la masse : C_5 et R_7, soit seule, soit avec R_{18} ou R_{19} en série. Le condensateur C_5, de valeur élevée pour offrir une impédance faible, n'intervient pratiquement pas dans l'affaire, et ne sert que pour ne pas perturber le potentiel continu de l'émetteur T_1.

Donc, la section S1*a* du contacteur laisse, en position 3, la résistance R_6 seule en circuit (gain maximal). En position 4, on introduit entre le point *a* et la masse R_7 et R_{19}

en série, résistances calculées de façon que la diminution du taux de contre-réaction corresponde à un accroissement du gain de 20 dB. En position 5, les résistances entre *a* et la masse sont R_7 et R_{18}, soit moins de 600 Ω au total et le gain de l'amplificateur augmente encore de 20 dB. Enfin, en position 6, seule la résistance R_7 reste en circuit et le gain total passe à 60 dB, soit encore 20 dB de plus.

D'autre part, à ces accroissements successifs de gain correspondent évidemment des diminutions de la tension d'entrée nécessaire pour obtenir à la sortie la puissance nominale de 0,5 W : 1 V pour 0 dB; 100 mV pour −20 dB; 10 mV pour −40 dB; 1 mV pour −60 dB. En somme, les « paliers » d'atténuation, en décibels négatifs, ne caractérisent pas le gain de l'amplificateur, mais la variation de la tension d'entrée nécessaire pour obtenir la puissance de sortie nominale.

Ajoutons que l'amplificateur comporte une sortie, J_3, « parallèle » en quelque sorte au haut-parleur et utilisable, par exemple, pour examiner les signaux à l'oscilloscope.

La figure 2-9 représente l'aspect extérieur du « signal-tracer » 402.

Indicateur de sortie

Le signal utilisé pour faire dévier le microampèremètre M_1 est prélevé au même point que le signal appliqué au H.P., à travers C_6, redressé, par la diode D_1, filtré par R_{11} et C_{10} et envoyé vers le microampèremètre M_1, dont le cadran est gradué, à très peu de choses près, comme celui de la figure 2-7*a*. Tout ce que nous avons dit plus haut sur la « lecture » d'un gain (ou d'un affaiblissement) lorsqu'on est obligé d'opérer sur deux positions différentes de l'atténuateur reste valable ici.

Oscillateur-injecteur

Il s'agit, en réalité, d'un multivibrateur formé par le circuit intégré SN7400, qui délivre un signal pratiquement rectangulaire à une fréquence de 1 kHz, disponible à la prise J_2 et dosable par le potentiomètre P_2 entre 0 et 3 V c. à c. environ. Ce multivibrateur peut être utilisé aussi bien pour fournir un signal au récepteur ou à l'amplificateur en dépannage que pour constituer un injecteur de signal indépendant, avec lequel on « teste » les différents étages d'un appareil en panne comme nous le verrons plus loin.

En effet, un signal rectangulaire est toujours très riche en harmoniques, pouvant aller jusqu'à 20 ou même 30 MHz, avec une fondamentale de l'ordre de 1 kHz. Autrement dit, le signal du multivibrateur peut être appliqué directement à la prise d'antenne d'un récepteur et il « passera » non seulement en G.O. et P.O., mais le plus souvent aussi en O.C.

Alimentation

Elle est assurée soit par une batterie (B_1) de 9 V, constituée par 6 éléments de 1,5 V, soit par une source extérieure, connectée à l'aide d'une fiche de jack venant s'enfoncer dans la prise J_4, ce qui coupe la liaison du « moins » de la batterie avec la masse. La position 1 du contacteur général S1*a*-S1*b* est celle d'arrêt : l'alimentation est coupée. En position 2, on contrôle l'état de la batterie B_1, le microampèremètre M_1, avec la résistance R_{12} en série se transforme en voltmètre et dévie presque à fond de l'échelle si la tension de la batterie est normale. Aux positions suivantes, 3, 4, 5 et 6, l'amplificateur est alimenté normalement.

Sonde détectrice

Cette sonde, dont le schéma est celui de la figure 2-10, se branche à l'entrée de l'amplificateur lorsqu'il s'agit de « tester » les étages situées entre la prise d'antenne du récepteur et la détection, le récepteur en panne étant attaqué par un signal H.F. modulé, appliqué soit à la prise d'antenne, soit au cadre-ferrite, à l'aide de quelques spires de couplage.

L'utilisation de la sonde réduit légèrement la sensibilité de l'amplificateur, qui est alors de l'ordre de 3 mV en position −60 dB de l'atténuateur et pour la puissance de

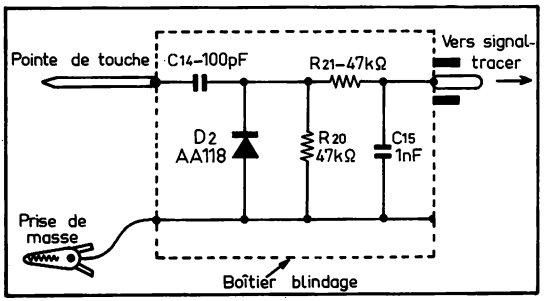


Fig. 2-10. — Schéma de la sonde détectrice nécessaire pour les investigations sur les étages H.F. et F.I.

sortie nominale (déviation de l'aiguille de M_1 sur 0 dB). Ces chiffres sont valables pour un signal H.F. modulé à 30 %.

Mise en marche et manœuvre des commandes

La disposition des différentes commandes sur le panneau avant du tracer est représentée sur la figure 2-11.

On commence par régler au minimum les potentiomètres P_1 et P_2 et on place l'inverseur S_2 du haut-parleur sur H. Après cela, on s'assure du bon état de la batterie en plaçant (1) sur la position « Batt ». Comme nous l'avons dit, l'aiguille de (2) doit aller presque à fond de l'échelle.

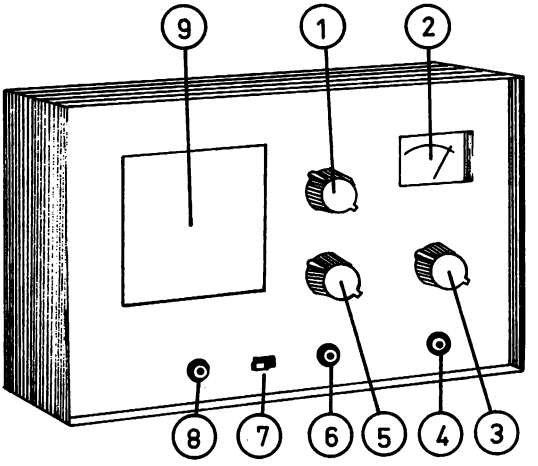


Fig. 2-11. — Disposition des commandes sur le panneau avant du « signal-tracer ». Contacteur S1*a*-S1*b* (1); indicateur de sortie M_1 (2); potentiomètre P_2 (3); sortie J_2 (4); potentiomètre P_1 (5); entrée J_1 (6); inverseur S_2 du haut-parleur (7); sortie J_3 (8); haut-parleur (9).

Commuter ensuite (1) en position « 1 V-0 dB » et réunir la sortie (4) à l'entrée (6) à l'aide d'une connexion provisoire. Régler ensuite le potentiomètre (5) à peu près à mi-course et le potentiomètre (3) au maximum. On doit, dans ces conditions, entendre le son produit par le signal du multivibrateur et voir l'aiguille de l'indicateur de sortie (2) aller à fond de l'échelle.

Utilisation

On peut s'inspirer de tout ce que nous avons dit plus haut, en tenant compte du fait qu'il est indifférent de suivre le signal du haut-parleur vers l'antenne ou, inversement, de l'antenne vers le haut-parleur. De plus, chaque dépannage pose un problème particulier dont dépend la façon de procéder, après quelques « tests » de dégrossissage : récepteur complétement muet, partie B.F. paraissant normale, partie H.F. semblant fonctionner etc.

Pour toutes les appréciations de gain, il est important de noter que les atténuations indiquées sur les différentes positions de (1) ne sont valables que si le potentiomètre P_1 (5) est tourné à fond, sur le repère « Cal ».

Si on veut utiliser l'appareil en simple injecteur de signal, on connecte le cordon direct (sans sonde) à la sortie (4) et on applique la pointe de touche au circuit à essayer. Pour la vérification complète d'un amplificateur ou d'un récepteur, commencer par la sortie et remonter vers l'antenne ou inversement.

Enfin, le signal-tracer » 402 peut être utilisé en amplificateur de mesure B.F. On met l'inverseur S_2 sur L, l'atténuateur d'entrée (1) sur 10 mV et le potentiomètre (5) sur « Cal ». La sortie (8) sera réunie à l'entrée verticale d'un oscilloscope. Dans ces conditions, l'amplificateur présente un gain de 100 environ, une bande passante de quelque 100 kHz et une impédance d'entrée de 500 kΩ.

INJECTEURS DE SIGNAUX

Le multivibrateur faisant partie du schéma de la figure 2-8 et réalisé à l'aide d'un circuit intégré peut l'être très facilement avec deux transistors pratiquement quelconques, quatre résistances et deux ou trois condensateurs. Alimenté à l'aide d'une pile de 1,5 à 6 V, un tel ensemble peut être monté sur une plaquette très petite et enfermé dans un boîtier cylindrique ou parallélépipédique avec une tige représentant la pointe de touche.

Quelques schémas

La figure 2-12 représente trois schémas types de multivibrateurs utilisables en injecteurs de signaux et nous allons passer en revue brièvement leurs caractéristiques et leurs particularités.

Le schéma le plus simple et le plus classique (en *p-n-p*) est celui de la figure 2-12*a*. Nous allons en donner deux versions qui ne se distinguent que par la tension d'alimentation et la fréquence émise.

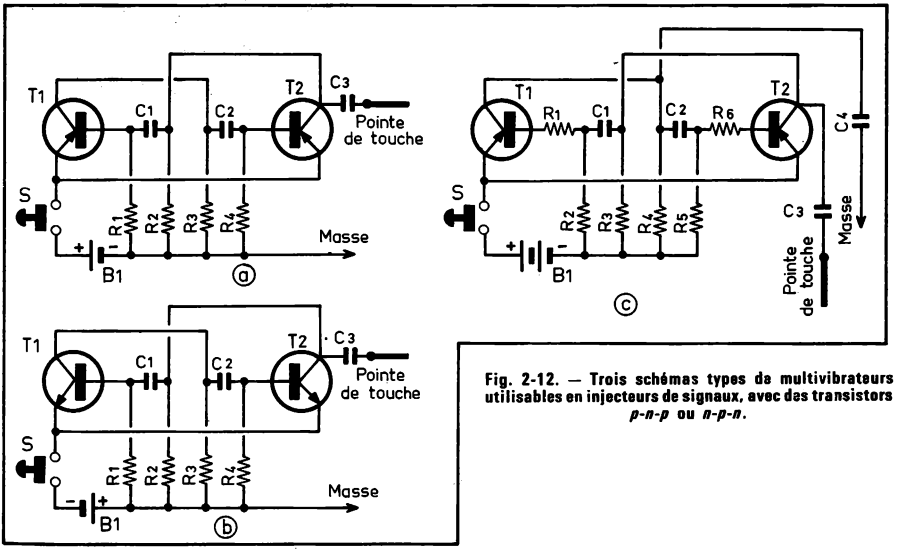


Fig. 2-12. — Trois schémas types de multivibrateurs utilisables en injecteurs de signaux, avec des transistors *p-n-p* ou *n-p-n*.

Alimentation 1,5 V. — $R_1 = R_4 = 22$ kΩ; $R_2 = R_3 = 2{,}2$ kΩ; $C_1 = C_2 = C_3 = 10$ nF. Fréquence : 3,5 kHz environ. Harmoniques jusqu'au-delà de 20 MHz. Transistors : AC125, AC107, AC109, AC113, AC122, AC126, AC150, AC155, AC160, AC165, AC169, AC170, ACY32.

Alimentation 3 V. — $R_1 = R_4 = 150$ kHz; $R_2 = R_3 = 4{,}7$ kΩ; $C_1 = C_2 = 6{,}8$ nF; $C_3 = 10$ nF. Fréquence : 0,9 kHz environ. Transistors, les mêmes que ci-dessus. L'oscillogramme de la figure 2-13 représente la forme des signaux que l'on trouve à la sortie de ce multivibrateur, l'arrondi que l'on observe dans le bas étant dû à l'influence de la charge à la sortie. Si on veut modifier la fréquence, il est préférable d'agir sur la valeur de C_1 et de C_2 : augmenter si on veut une fréquence plus faible; diminuer dans le cas contraire.

En ce qui concerne la fréquence, la relation qui permet de calculer son ordre de grandeur s'écrit, dans le cas d'un multivibrateur symétrique ($R_1 = R_4 = R$ et $C_1 = C_2 = C$),

$$f = \frac{1}{1{,}4\,RC},$$

où la fréquence est exprimée en *hertz*, la résistance en *ohms* et la capacité en *farad*. La valeur réelle de la fréquence dépend de la précision des composants R_1, R_4, C_1 et C_2, des transistors utilisés, de la température, etc.

Le schéma de figure 2-12*b* représente le même multivibrateur, mais à transistors *n-p-n*. Comme pour les *p-n-p*, nous allons en donner trois versions, qui ne se distinguent que par la tension d'alimentation et la fréquence émise.

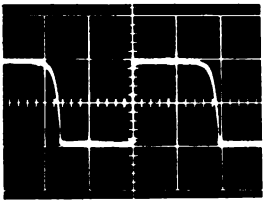


Fig. 2-13. — La forme du signal que l'on recueille le plus souvent à la sortie des multivibrateurs de la figure 2-12.

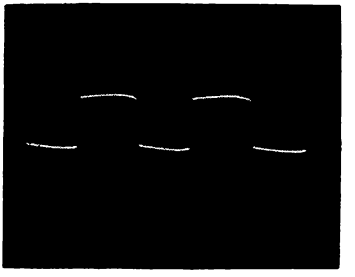


Fig. 2-14. — La forme du signal à la sortie du multivibrateur de la figure 2-12*c*.

Alimentation 1,4 V (pile au mercure). — $R_1 = R_4 = 120$ kΩ; $R_2 = R_3 = 4{,}7$ kΩ; $C_1 = C_2 = C_3 = 10$ nF. Fréquence : 500 Hz environ. Harmoniques jusqu'à 30 MHz à peu près. Tension de sortie : 1 V c. à c. Transistors : BC108, BC148, BC408, BC548, BC208, BC172, BC238, BC268, BC338, BC270, BC278, BC318, BC348, BC354, BC390, BC391, BC410, BC438, BC468, BC583.

Avec les transistors BC108 les tensions se présentent comme suit : T_1, 0,3 V à la base et 0,6 V au collecteur; T_2, 0,25 V à la base et 0,75 V au collecteur.

Alimentation 4,5 V. — $R_1 = R_4 = 220$ kΩ; $R_2 = R_3 = 4{,}7$ kΩ; $C_1 = C_2 = 4{,}7$ nF; $C_3 = 10$ nF. Fréquence : 800 Hz environ. Consommation totale : 1 à 0,9 mA. Transistors : les mêmes que ci-dessus.

Alimentation 6 V. — $R_1 = R_4 = 82$ kΩ; $R_2 = R_3 = 5{,}6$ kΩ; $C_1 = C_2 = 10$ nF; $C_3 = 3{,}3$ nF. Fréquence : 1,2 kHz environ. Transistors : les mêmes que pour les deux précédents. Il faut noter que l'ensemble fonctionne tout aussi bien avec une batterie de 3 V. Avec 6 V, sa consommation est de l'ordre de 1 mA et l'amplitude du signal à la sortie est de quelque 6 V c. à c.

Le dernier schéma, un peu différent, est celui de la figure 2-12*c*, qui ne se distingue des précédents que par la présence des résistances R_1 et R_6 dans le circuit des bases et par deux sorties par les collecteurs, sorties qu'il n'y a aucun inconvénient d'intervertir : C_3 vers la masse et C_4 vers la pointe de touche. Les résistances R_1 et R_6 contribuent à améliorer la forme du signal délivré, à le rendre plus rectangulaire.

Voici maintenant la valeur des différents éléments et les transistors à utiliser : $R_1 = R_6 = 18$ kΩ; $R_2 = R_5 = 220$ kΩ; $R_3 = R_4 = 10$ kΩ; $C_1 = C_2 = 2{,}7$ nF; $C_3 = C_4 = 1{,}8$ nF. Fréquence : 2 kHz environ. Transistors : AC127, AC141, AC157, AC168, AC172, AC183, AC187, AC194. Il est à peu près certain que tous les transistors indiqués pour le schéma de la figure 2-12*a* peuvent être utilisés ici.

La forme du signal que l'on obtient à la sortie est très correcte (fig. 2-14), nettement plus rectangulaire que celle de la figure 2-13.

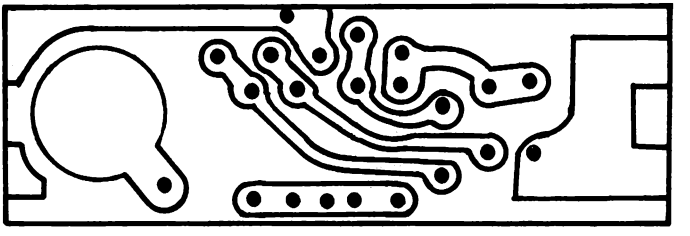
L'alimentation peut se faire soit sous 1,5 V soit sous 3 V, le multivibrateur fonctionnant encore normalement avec 1,3 V d'une part et quelque 2,6 V d'autre part. La tension d'alimentation se répercute un peu sur la fréquence, cette dernière diminuant légèrement lorsque la tension d'alimentation est plus élevée. Par exemple, la fréquence est de 2,1 kHz environ avec 1,3 V, mais de 1,93 kHz seulement avec 2,6 V.

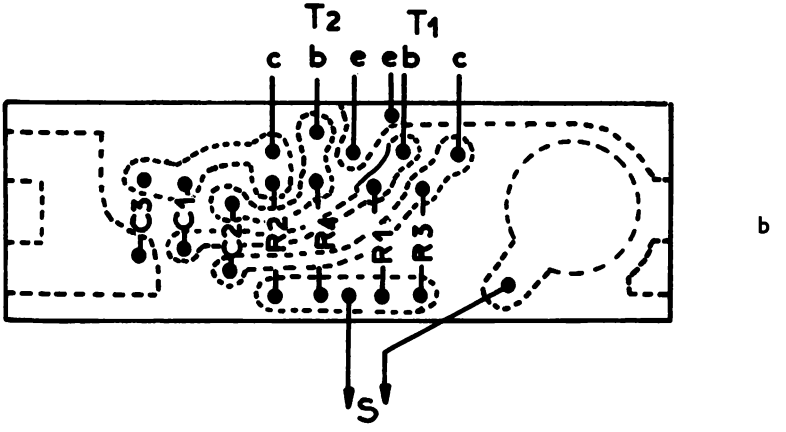
Réalisation

La réalisation d'un injecteur de signaux ne présente aucune difficulté, mais nous pensons que ce travail doit commencer, en quelque sorte, par la fin, c'est-à-dire par le choix du boîtier, métallique ou en matière plastique que l'on pense pouvoir utiliser.

Il ne faut pas oublier que ce boîtier doit contenir non seulement la plaquette de montage elle-même, mais aussi la ou les piles correspondant à la tension d'alimentation choisie.

a





b

Fig. 2-15. — Plaquette à circuit imprimé correspondant au montage de la figure 2-12*b*. Circuit imprimé vu côté cuivre (*a*) et implantation des composants (*b*).

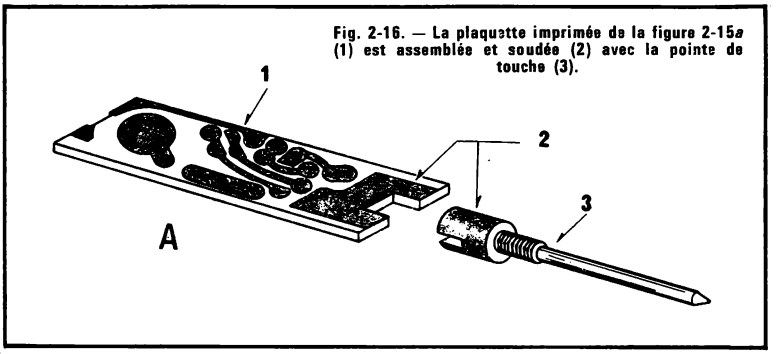


Fig. 2-16. — La plaquette imprimée de la figure 2-15*a* (1) est assemblée et soudée (2) avec la pointe de touche (3).

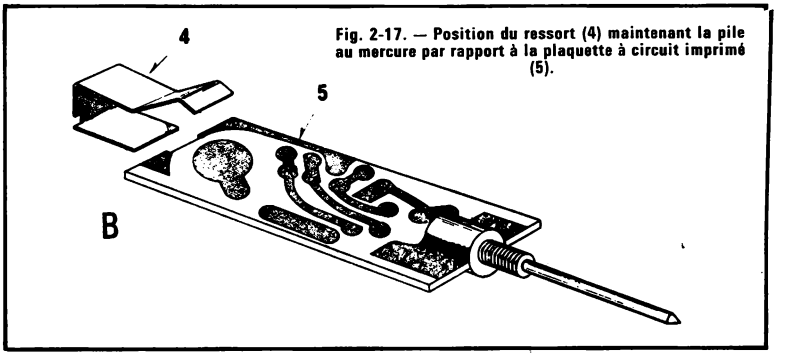


Fig. 2-17. — Position du ressort (4) maintenant la pile au mercure par rapport à la plaquette à circuit imprimé (5).

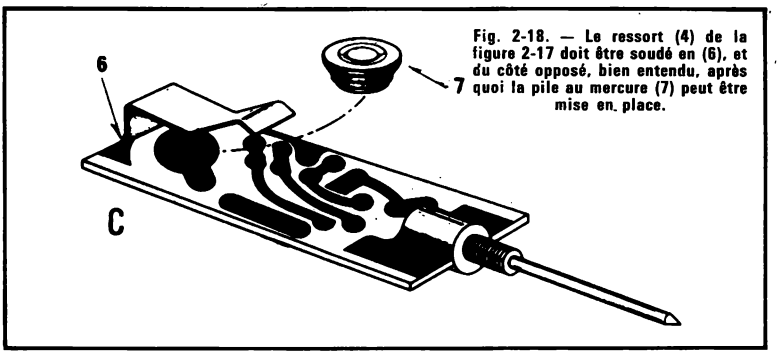


Fig. 2-18. — Le ressort (4) de la figure 2-17 doit être soudé en (6), et du côté opposé, bien entendu, après quoi la pile au mercure (7) peut être mise en place.

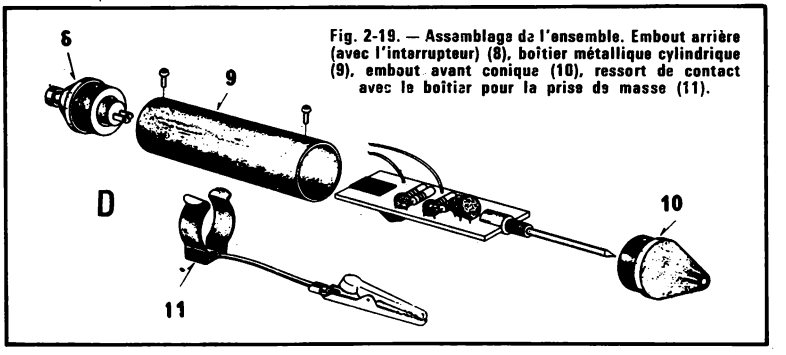


Fig. 2-19. — Assemblage de l'ensemble. Embout arrière (avec l'interrupteur) (8), boîtier métallique cylindrique (9), embout avant conique (10), ressort de contact avec le boîtier pour la prise de masse (11).

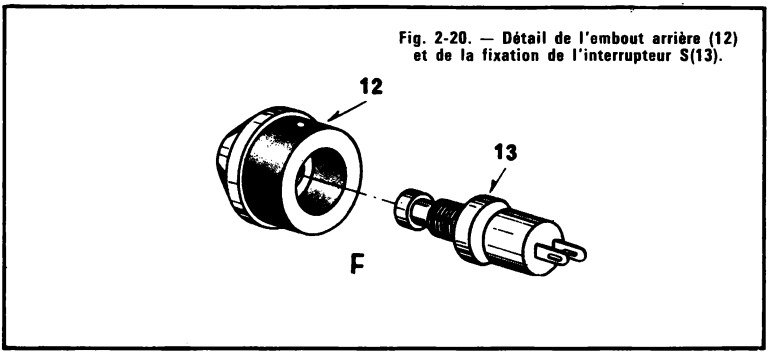


Fig. 2-20. — Détail de l'embout arrière (12) et de la fixation de l'interrupteur S(13).

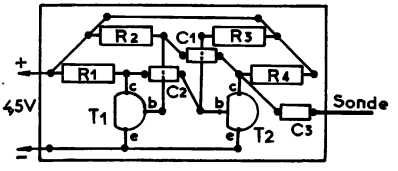


Fig. 2-21. — Exemple de réalisation du multivibrateur de la figure 2-12*b* sur une plaquette « pastillée ».

En ce qui concerne le choix des composants, il est évident que l'on a tout intérêt à préférer ceux dont l'encombrement est le plus réduit. Pour les transistors, on donnera la préférence à ceux qui sont en boîtiers TO-92, TO-18 ou TO-72. C'est pourquoi, même si l'on choisit le schéma 2-12*a*, il est préférable de remplacer les transistors germanium indiqués (boîtier TO-1, nettement plus encombrant) par des silicium *p-n-p* « équivalents ». par exemple, un AC125 ou AC126 peut être remplacé par un BC158 ou un BC178, un AC172 par un BC109 ou analogue, etc.

Toutes les résistances peuvent être du type 0,25 W, c'est-à-dire quelque 7 mm de longueur et 2,5 mm de diamètre. Les condensateurs de liaison, C_1 et C_2, dont la valeur ne dépasse jamais 10 nF sur les schémas indiqués, peuvent être des séries 630 ou 629 (*R.T.C.*), dont les dimensions sont des plus réduites et la tension de service comprise entre 63 et 100 V. En ce qui concerne le condensateur de « sortie », C_3, précédant la pointe de touche, il est plus prudent de prévoir une tension de service plus élevée, en prévision du cas où l'injecteur de signaux serait utilisé pour « tester » un appareil à tubes. On peut choisir, par exemple, un condensateur de la série C280 *(R.T.C.)* à tension de service 400 V.

A titre d'exemple, nous donnons ci-après quelques détails sur la réalisation du schéma 2-12*b*, avec alimentation par une pile au mercure.

La figure 2-15*a* représente, en grandeur réelle, la plaquette du circuit imprimé vue côté cuivre, tandis que la figure 2-15*b* montre l'emplacement des composants (vu du côté correspondant) et des transistors. L'interrupteur S est un bouton poussoir à retour automatique.

Les figures 2-16 à 2-20 représentent les différents stades de montage de l'injecteur et les légendes sont suffisamment explicites pour nous dispenser de toute explication supplémentaire.

Enfin, pour donner une idée de ce que l'on peut faire en recherchant le minimum d'encombrement, nous avons représenté, dans la figure 2-21 (à l'échelle), le montage du multivibrateur de la figure 2-12*b* utilisant des transistors en boîtier TO-92 (par exemple BC548). L'interrupteur S n'y est pas représenté. L'ensemble est réalisé sur une plaquette « pastillée » au pas de 2,54 mm.

MESURES SUR LES CIRCUITS A TRANSISTORS

PRÉCAUTIONS À PRENDRE

Les tensions auxquelles on a affaire dans un récepteur à transistors (ou un amplificateur de moyenne puissance) sont le plus souvent de l'ordre de 9 V au maximum, beaucoup plus rarement de 13 à 14 V. Les tensions réelles que l'on mesure aux électrodes d'un transistor en fonctionnement sont encore beaucoup plus faibles : 5 à 8 V pour le collecteur; 0,5 à 1,5 V pour la base et l'émetteur. Or, la valeur de la résistance aux bornes de laquelle on effectue la mesure est souvent assez élevée, atteignant parfois plusieurs dizaines de kilohms. Il peut en résulter des erreurs suffisamment importantes pour fausser une conclusion.

Un exemple concret fera mieux comprendre ce que l'on risque dans ce cas. Prenons un étage de préamplification B.F. classique, celui de la figure 3-1, où sont indiquées non seulement les valeurs des composants, mais aussi celles des tensions que l'on doit réellement trouver aux points correspondants.

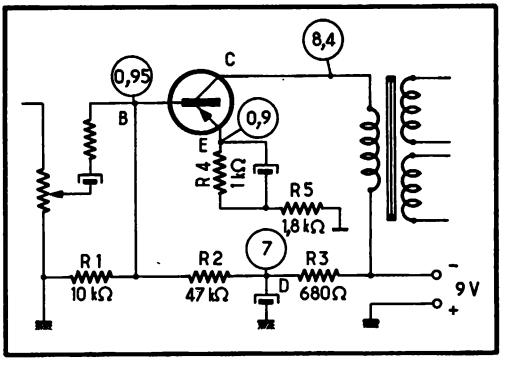


Fig. 3-1. — Ordre de grandeur des tensions normales d'un étage préamplificateur B.F. à liaison par transformateur.

Supposons qu'avec un voltmètre de 10 kΩ/V, valeur très courante, nous mesurons la tension de base, c'est-à-dire entre B et la masse. Comme la tension que nous devons mesurer est très faible (ici −0,95 V), nous allons tout naturellement commuter le voltmètre sur la sensibilité 1,5 V, par exemple. Sa résistance propre sera, sur cette sensibilité, de 15 kΩ, et lorsque nous le brancherons entre B et la masse, la résistance R_1 ne sera plus de 10 kΩ, mais de 6 kΩ, et la tension au point B, en négligeant le courant de base, ne dépassera guère −0,65 à −0,70 V, ce qui s'écartera très sensiblement des indications du constructeur et modifiera, de plus, le régime du transistor.

De plus, nous risquons d'avoir une idée complètement fausse sur ce qui se passe en réalité. En effet, nous mesurons la tension en B et trouvons, par exemple, −0,65 V. Ensuite nous transportons notre voltmètre à l'émetteur, en E, et trouvons bien −0,9 V. La « polarisation » du transistor, c'est-à-dire la différence entre la tension en B et celle en E, de 0,05 V d'après les indications du constructeur nous apparaît donc excessive, puisque nous trouvons 0,9 − 0,65 = 0,25 V.

Bien entendu, à côté de ces cas « difficiles », il est des mesures de tensions qui ne demandent aucune précaution spéciale. C'est le cas, par exemple, toujours pour la figure 3-1, de la mesure de la tension de collecteur, en C, ou de celle qui existe après la résistance R_3 en D. Mais comme il est tout aussi simple d'avoir un appareil de mesure unique, aux performances poussées, autant adopter un voltmètre électronique pour toutes les mesures de tension.

Un autre problème important est celui de la mesure des intensités. En effet, la plupart des contrôleurs universels dont on se sert couramment possèdent, pour la mesure des intensités, un shunt dit universel, dont nous ne pouvons pas analyser ici le principe, mais dont l'inconvénient majeur consiste à aboutir à une chute de tension élevée aux bornes de l'appareil. En d'autres termes, la résistance propre du contrôleur, utilisé en milliampèremètre, est trop élevée, et telle que la chute de tension aux bornes de l'appareil dépasse fréquemment 1 V, atteignant 1,5 V pour certains contrôleurs que nous connaissons. Ajoutons que cette chute de tension est, en général, caractéristique pour un contrôleur donné, et reste la même quelle que soit la sensibilité utilisée.

Il en résulte, par exemple, que si on intercale un tel milliampèremètre dans le circuit général d'alimentation, disons en shunt sur l'interrupteur (ouvert), la tension d'alimentation sera amputée de la chute de tension propre à l'appareil utilisé, avec toutes les conséquences que cela entraîne : débit mesuré inférieur au débit réel, etc.

Le mieux est d'utiliser, pour ce genre de mesures, un milliampèremètre de 15 à 20 mA, dont la résistance propre ne dépasse guère une dizaine d'ohms, ce qui est une valeur normale pour un appareil « de tableau » seul, non combiné en contrôleur et muni d'un shunt universel.

En ce qui concerne la mesure des résistances, il faut bien se rappeler que dans un montage à transistors on ne peut pas opérer « à froid », c'est-à-dire sans faire intervenir les conductances d'entrée et de sortie des éléments amplificateurs, comme on peut le faire facilement en coupant l'alimentation d'un récepteur à tubes. Dans un poste à transistors, même lorsque le circuit d'alimentation est coupé, les différentes jonctions restent en place et présentent des résistances très élevées dans un sens et très faibles dans l'autre.

On doit ajouter à cela la multiplicité des ponts sur la tension d'alimentation, de sorte que l'ensemble du montage forme un circuit électrique aux ramifications innombrables, dont il est parfois bien malaisé d'apercevoir la structure exacte lorsqu'on branche l'ohmmètre aux bornes d'un élément particulier.

D'une façon générale, lorsqu'on se propose de mesurer la résistance de quelques circuits dans un appareil à transistors, il est absolument nécessaire de repérer la polarité de l'ohmmètre que l'on utilise, ce qui se fait très commodément en connectant ce dernier à un voltmètre quelconque, sur la sensibilité 1,5 ou 5 V. Ensuite, en procédant aux différentes mesures sur un étage, opérer toujours avec le pôle « plus » de l'ohmmètre connecté du côté de la base (dans le cas d'un transistor *p-n-p*). Enfin avant d'utiliser un ohmmètre s'assurer que la tension de la batterie qui l'alimente ne dépasse pas 1,5 à 3 V au maximum, et commencer toute mesure par les sensibilités élevées (en valeurs de résistance).

Lorsqu'on mesure les tensions aux électrodes d'un transistor et qu'on connaît les valeurs normales que l'on doit y trouver, il est bon de se rappeler quelques principes très simples, qui aident à localiser un circuit coupé ou, éventuellement, une fuite. Prenons, par exemple, un montage classique d'un transistor *p-n-p* utilisé en amplificateur à émetteur commun, avec le « moins » de la batterie d'alimentation à la masse (fig. 3-2). Nous avons représenté des bobinages dans les circuits de base et de collecteur, mais il est évident que cela pourrait tout aussi bien être des résistances.

Dans les conditions normales de fonctionnement, avec une tension d'alimentation de 9 V, on doit trouver, à peu près les tensions suivantes, mesurées par rapport à la masse :

5,3 V en B; 5,5 V en E; 0,5 V en C. En cas de coupure d'un des circuits, de base (fig.3-2*a*), de collecteur (fig. 3-2*b*) ou d'émetteur (fig. 3-2*c*), les tensions en ces trois points vont se modifier de la façon suivante :

Si le circuit de base est coupé, la base tend à se mettre au même potentiel que l'émetteur. Nous aurons donc un courant de collecteur nettement moins élevé, d'où une tension en C inférieure à la normale, et celle en B et en E supérieure à la normale. De plus, on devrait trouver pratiquement la même tension en B et en E, tandis qu'en fonctionnement normal la tension en B doit être, comme on le sait, de quelque 0,1 à 0,2 V plus négative (ou moins positive) que celle en E;

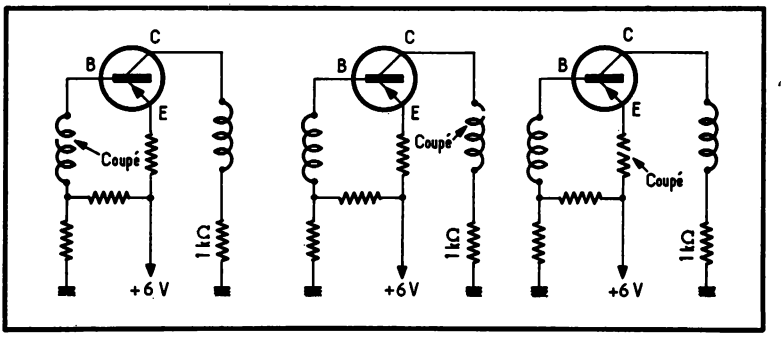


Fig. 3-2. — Un étage à transistor peut devenir défectueux par suite d'une coupure affectant le circuit de base (*a*), celui de collecteur (*b*) ou celui d'émetteur (*c*).

Si le circuit de collecteur est coupé (fig. 3-2*b*), le courant de collecteur disparaît et avec lui la chute de tension sur la résistance d'émetteur et, éventuellement, sur la résistance placée dans le circuit de collecteur. On trouvera donc, sur le collecteur, une tension sensiblement égale à celle d'alimentation, c'est-à-dire beaucoup trop élevée. Sur l'émetteur, la tension sera également la même que celle d'alimentation, c'est-à-dire un peu trop élevée. La tension de base sera à peu près normale;

Si le circuit d'émetteur est coupé (fig. 3-2*c*), le courant de collecteur disparaît encore une fois (ou, plus précisément, devient très, très faible), tandis que l'émetteur se met à peu près au potentiel du collecteur. Donc, nous trouverons une tension trop faible, presque nulle, au collecteur, une tension du même ordre sur l'émetteur et une polarisation à peu près normale sur la base.

Il peut arriver que la connexion de base soit coupée à l'intérieur du boîtier du transistor. Dans ce cas, lors des mesures, nous trouverons sur cette électrode une tension à peu près normale, mais les tensions de collecteur et d'émetteur seront perturbées de la même façon que dans le cas, envisagé plus haut, du circuit de base coupé : tension trop faible au collecteur et trop élevée à l'émetteur.

Il peut y avoir encore une fuite interne importante, ou même un court-circuit franc entre l'émetteur et le collecteur; dans ce cas la tension de base reste pratiquement normale, tandis que celle de collecteur devient trop élevée et celle d'émetteur trop faible.

Tout cela peut se résumer dans le tableau ci-après, valable, rappelons-le, pour un transistor *p-n-p* et le « moins » de l'alimentation à la masse, avec les mesures faites par rapport à la masse. Nous avons ajouté à ce tableau la section correspondant aux mêmes cas, mais pour un transistor *n-p-n*. On peut se rendre compte que c'est exactement la même chose, mais inversée.

De plus, si l'on veut savoir ce qui se passe dans les mêmes cas, mais pour un montage dont c'est le pôle « plus » de la batterie qui se trouve à la masse, on se servira de la section *n-p-n* s'il s'agit d'un transistor *p-n-p* et inversement. Par exemple, si dans un montage à « plus » à la masse, le circuit de base d'un transistor *p-n-p* est coupé, nous aurons une tension trop élevée au collecteur, et trop faible à l'émetteur et à la base.

Tableau 3-1

Conséquence de la coupure d'un circuit sur la tension de collecteur, d'émetteur ou de base d'un transistor

Défaut	Transistor p-n-p		
	C	E	B
Circuit de base coupé	Trop faible	Trop élevée	Trop élevée
Circuit de collecteur coupé	Trop élevée	Trop élevée	Normale
Circuit d'émetteur coupé	Trop faible	Trop faible	Normale
Coupure interne de base	Trop faible	Trop élevée	Normale
Court-circuit collecteur-émetteur	Trop élevée	Trop faible	Normale
Défaut	**Transistor n-p-n**		
	C	E	B
Circuit de base coupé	Trop élevée	Trop faible	Trop faible
Circuit de collecteur coupé	Trop faible	Trop faible	Normale
Circuit d'émetteur coupé	Trop élevée	Trop élevée	Normale
Coupure interne de base	Trop élevée	Trop faible	Normale
Court-circuit collecteur-émetteur	Trop faible	Trop élevée	Normale

QUELQUES EXEMPLES ET CAS PARTICULIERS

Nous croyons utile, et même nécessaire, de développer un peu les différentes variantes des montages que l'on peut rencontrer dans la pratique, variantes qui sont au nombre de quatre :

a) transistors *p-n-p* avec le « moins » de l'alimentation à la masse;

b) transistors *p-n-p* avec le « plus » de l'alimentation à la masse;

c) transistors *n-p-n* avec le « moins » de l'alimentation à la masse;

d) transistors *n-p-n* avec le « plus » de l'alimentation à la masse.

Il est évident que si l'on mesure systématiquement toutes les tensions par rapport à la masse, on trouvera des tensions positives pour *a* et *c*, mais négatives pour *b* et *d*, ce qui oblige l'opérateur soit d'inverser les fils de branchement, soit de commuter la polarité, possibilité régulièrement prévue sur presque tous les voltmètres électroniques, pour avoir toujours une déviation de l'aiguille dans le bon sens.

Ce sont des notions au fond très simples, mais qui déroutent souvent un technicien débutant et lui font commettre des erreurs, d'autant plus que les indications portées sur certains schémas de constructeurs ne mentionnent que la valeur « absolue » de la tension en tel ou tel point, même lorsqu'elle est négative.

Les cinq schémas de la figure 3-3 représentent cinq cas de pannes-types, dont il a déjà été question plus haut (coupure d'un circuit ou court-circuit collecteur émetteur), mais avec cette différence, cependant, que c'est le « plus » de l'alimentation qui est réuni à la masse.

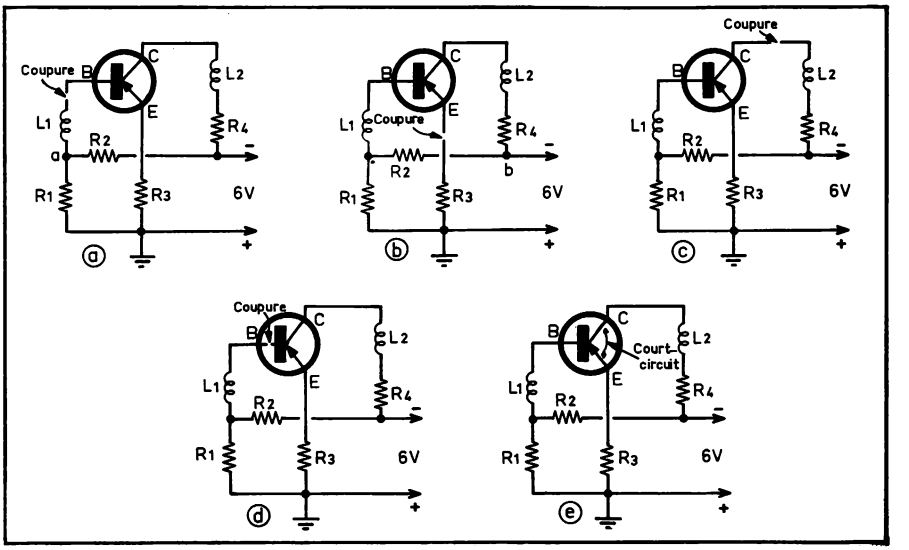


Fig. 3.3. — Quelques cas de pannes possibles (coupure d'un circuit ou court-circuit) d'un étage dont le « plus » de l'alimentation est réuni à la masse.

Les tensions normales de ce montage sont, si on les mesure par rapport au « plus » (masse) en inversant la polarité du voltmètre :

Version A (alimentation 6 V). — Base : 0,7 V; émetteur : 0,5 V; collecteur : 5,5 V.

Version B (alimentation 9 V). — Base : 1,22 V; émetteur : 1,1 V; collecteur : 6,8 V.

On remarque immédiatement un détail qui peut dérouter un débutant : les valeurs de tensions lues dans ces conditions pourraient faire croire que la base est plus positive que

Tableau 3-2

Tensions incorrectes consécutives aux défauts illustrés par les schémas de la figure 3-3

Défaut	Montage A			Montage B		
	Tensions négatives (V)			Tensions négatives (V)		
	Base	Emetteur	Collecteur	Base	Emetteur	Collecteur
Circuit de base coupé (schéma a)	Pratiquement nulle	Pratiquement nulle	6	0,08	0,08	8
Circuit d'émetteur coupé (schéma b)	0,9	0,8	6	2,4	2,45	7,8
Circuit de collecteur coupé (schéma c)	0,2	0,1	0,1	0,15	0,05	0,05
Coupure interne circuit base (d)	0,8	Nulle	6			
Court-circuit collecteur-émetteur	A peu près normale	Trop élevée	Trop faible			

l'émetteur, ce qui est anormal, puisqu'il s'agit de transistors *p-n-p*. Il ne faut donc pas oublier qu'il s'agit ici de tensions négatives et que la base est, par conséquent, plus négative que l'émetteur ce qui est normal.

Voici maintenant un tableau (tableau 3-2) où nous avons rassemblé les tensions « anormales » des deux montages ci-dessus, A et B, dans l'hypothèse de pannes définies par les schémas de la figure 3-3.

Quelques remarques à propos de ces cas.

Circuit de base coupé

Il s'agit d'une coupure *extérieure* au transistor qui peut tout aussi bien affecter le bobinage L_1 s'il existe. De toute façon, en présence du circuit de base « ouvert » un courant « résiduel » peut prendre naissance entre l'émetteur et le collecteur, modifiant légèrement les tensions correspondantes. Ce courant résiduel dépend du transistor auquel on a affaire et on l'observe souvent sur des transistors des étages H.F. ou F.I. De plus, il ne faut pas oublier que le fait de connecter un appareil de mesure entre la base et la masse équivaut à rétablir le circuit de base, et cela d'autant mieux que la résistance propre de l'appareil de mesure est plus faible. Donc, la meilleure façon de s'assurer de la coupure possible du circuit de base est de vérifier à l'ohmmètre la continuité du circuit entre B et *a* (fig. 3-3*a*). En général, *la coupure d'un circuit de base bloque le transistor correspondant et supprime toute réception.* Parfois, grâce à une configuration particulière de l'étage et la présence d'un couplage entre l'étage précédant et le circuit de collecteur de celui qui est en panne, une réception reste possible, mais toujours beaucoup plus faible que la normale.

Circuit d'émetteur coupé

Encore une fois, cette coupure (fig. 3-3*b*) peut affecter soit la liaison entre R_3 et le transistor, soit la résistance R_3 elle-même. La tension à la base du transistor est toujours supérieure à la normale dans un rapport qui dépend des caractéristiques du montage et peut varier, en gros, entre 1,3 et 2. La tension à l'émetteur est pratiquement la même que celle de base, en plus ou en moins. La tension au collecteur est égale à celle d'alimentation, ou du moins, à celle qui existe à la base de la résistance R_4 (point *b*, fig. 3-3*b*), La coupure du circuit d'émetteur bloque le transistor correspondant et supprime théoriquement toute réception. *Dans la pratique, la capacité interne base-collecteur suffit souvent pour laisser passer un signal très atténué et pour assurer une réception très faible.*

Circuit de collecteur coupé

Bien entendu, cette coupure peut affecter tout élément du circuit (fig. 3-3*c*) : connexion, L_2 ou R_4). Conséquence : très faible tension sur l'émetteur et le collecteur, due à un courant de base très faible également. La tension à la base est très inférieure à la normale. Le comportement de l'étage, et, par conséquent, du récepteur qu'il équipe, dépend de l'endroit où se trouve la coupure, Si elle se situe dans le voisinage immédiat du collecteur, aucune réception ne sera probablement possible. Si c'est la résistance R_4 qui est coupée et qu'il existe un couplage entre le collecteur et l'étage suivant, une très faible réception peut avoir lieu grâce à la capacité interne base-collecteur du transistor.

Circuit de base coupé à l'intérieur du transistor

Panne rare, à moins qu'il ne s'agisse de transistors en boîtiers plastiques miniatures tels que TO-92, dont la sortie de base est assez fragile et résiste mal à des pliages ou tractions un peu brutales, qui se traduisent le plus souvent par la rupture de la jonction à l'intérieur du boîtier. La tension de base est alors généralement un peu plus élevée (en

valeur absolue) que la normale, la tension à l'émetteur est nulle et celle au collecteur atteint la valeur de la tension d'alimentation (aucun courant de collecteur). Parfois cette coupure n'est pas franche, ce que l'on décèle en tapotant légèrement le transistor.

Court-circuit collecteur-émetteur

Se traduit, en principe, par un courant de collecteur très supérieur à la normale, de sorte que la tension à l'émetteur se révèle beaucoup trop élevée et celle au collecteur nettement trop faible. La tension à la base reste à peu près normale. S'il s'agit d'un transistor de puissance ne comportant que des résistances très faibles dans les circuits de collecteur et d'émetteur, un tel court-circuit équivaut pratiquement à celui de la batterie d'alimentation, qui se trouve « vidée » en un temps très court.

Il peut s'agir non pas d'un court-circuit franc, mais d'une fuite plus ou moins importante entre le collecteur et l'émetteur. La tension à la base est alors nulle ou même légèrement positive, tandis que la tension à l'émetteur et au collecteur est, respectivement, trop élevée et trop faible.

QUELQUES AUTRES COUPURES ET COURTS-CIRCUITS

Très souvent, la polarisation de base d'un transistor en H.F. et en B.F., est obtenue à l'aide d'un diviseur de tension tel que R_1-R_2 de la figure 3-4. Parallèlement, il existe presque toujours un condensateur électrochimique ou non, tel que C_1, entre l'émetteur et la masse (fig. 3-7). Nous allons voir quelques pannes qui peuvent être occasionnées par ces différents éléments.

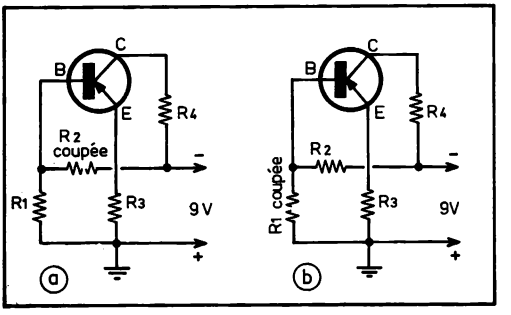


Fig. 3-4. — Dans un étage où la polarisation de base est obtenue à l'aide d'un diviseur de tension tel que R_1-R_2, les effets sont différents suivant la résistance coupée.

Coupure de l'une des résistances du diviseur de tension de base

Les conséquences ne sont pas les mêmes suivant la résistance coupée et, bien entendu aussi, suivant la structure du montage : pôle de la batterie d'alimentation à la masse transistor *p-n-p* ou *n-p-n*. Supposons d'abord que l'étage incriminé est conforme aux schémas de la figure 3-4 : « plus » à la masse; transistor *p-n-p*. Les tensions normales sont (négatives par rapport à la masse évidemment) : base : 1,22 V; émetteur : 1,1 V; collecteur : 6,8 V.

Résistance R_1 coupée. — Les tensions ne varient presque pas et la tension base-émetteur reste sensiblement normale : tension de collecteur pratiquement normale (6,7 V); celles de base et d'émetteur : 1,2 V et 1,1 V, respectivement. A l'écoute, ce genre de panne peut passer parfaitement inaperçu, mais son inconvénient est de rendre la polarisation de base instable.

Résistance R_2 coupée. — Conséquence : tension au collecteur trop élevée (7,2 V), dénotant un courant de collecteur trop faible, ce qui se répercute sur l'émetteur, dont la tension s'avère beaucoup trop faible : 0,01 V. Quant à la base, sa polatisation est également beaucoup trop faible : 0,06 V. On voit que la tension base-émetteur, qui fixe le point de fonctionnement du transistor, n'est ici que de 0,05 V, au lieu de 0,12 V, valeur normale. Le gain de l'étage s'effondre et le récepteur manque très nettement de puissance avec, en plus, une distorsion plus ou moins prononcée.

Si nous avons affaire à un montage de même structure générale mais avec le « moins » à la masse (fig. 3-5), rien ne change en tant que conséquences « audibles » par rapport à ce qui vient d'être dit si l'une des résistances, R_1 ou R_2, est coupée. Si on effectue les mesures à partir du « plus », on trouvera évidemment les mêmes valeurs de tensions (négatives), normales ou anormales, que précédemment, mais si les mesures sont effectuées en partant de la masse, c'est-à-dire du « moins », les tensions relevées seront positives et leur valeur sera tout à fait différente :

Tensions normales : base : 6,7 V ; émetteur : 7,9 V ; collecteur : 2,2 V ;

Avec R_1 coupée : tensions restant pratiquement les mêmes, comme indiqué plus haut ;

Avec R_2 coupée : base : 8,93 V ; émetteur : 8,99 V ; collecteur : 1,8 V.

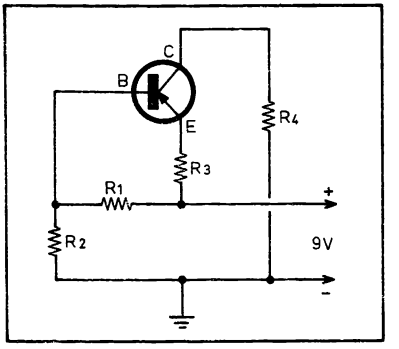


Fig. 3-5. — Il s'agit ici d'un montage de même structure générale que 3-4, mais avec le mot « moins » à la masse.

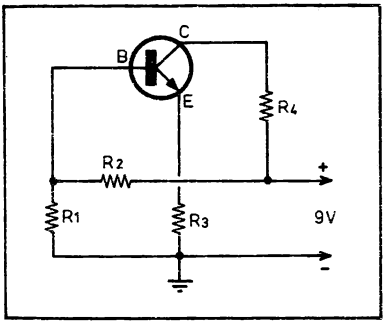


Fig. 3-6. — Un montage analogue à celui de la figure 3-5, mais utilisant un transistor *n-p-n*.

On peut imaginer également le montage de la figure 3-5 réalisé avec un transistor *n-p-n* (fig. 3-6), que l'on supposera, pour simplifier les choses, posséder les mêmes caractéristiques que le *p-n-p* de la figure 3-5, sauf la polarité de la tension base-émetteur, bien entendu. On trouverait sur l'émetteur une tension positive par rapport à la masse et égale à la chute de tension dans R_3, soit 1,1 V. A la base, la tension normale devrait être plus positive de 0,12 V, soit 1,22 V en tout. Enfin, au collecteur, la tension, toujours positive, serait égale à celle d'alimentation moins la chute de tension dans R_4, soit 6,8 V.

Nous laissons le soin au lecteur de déterminer, par comparaison avec les deux schémas de la figure 3-4, les tensions que l'on devrait trouver à la base, à l'émetteur et au collecteur dans le cas où l'une des résistances, R_1 ou R_2 serait coupée.

Court-circuit du condensateur shuntant la résistance d'émetteur

Ce condensateur (C_1, fig. 3-7), peut être un électrochimique lorsqu'il s'agit d'un étage B.F., ou un « plastique » dans un étage H.F. ou F.I. Les tensions normales (négatives) de cet étage sont, par rapport à la masse : base : 1,22 V; émetteur : 1,1 V; collecteur : 6,8 V. Si le condensateur C_1 est en court-circuit nous mesurons : base : 0,13 V; émetteur :

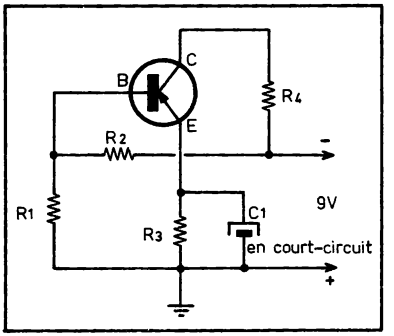


Fig. 3-7. — Un condensateur tel que C_1 shunte très souvent la résistance d'émetteur R_3 et son court-circuit peut amener certaines perturbations.

tension en principe nulle, mais qui peut être d'une très faible fraction du volt si le court-circuit n'est pas tout à fait franc; collecteur : tension nettement inférieure à la normale, 5,1 V, par exemple. Le récepteur manque de puissance et l'audition s'accompagne d'une distorsion plus ou moins marquée.

Court-circuit base-émetteur dans le transistor

Le schéma de la figure 3-8 représente un étage que nous prenons en tant qu'exemple des conséquences d'un court-circuit base-émetteur dans le transistor, panne relativement courante. Pour simplifier les choses et éviter de longues explications, nous avons dressé

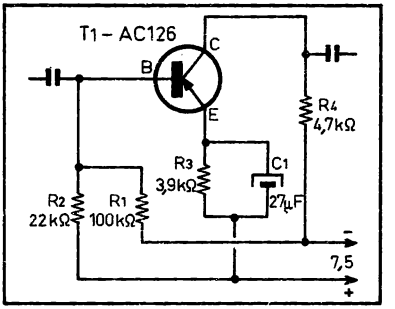


Fig. 3-8. — Schéma destiné à illustrer les conséquences d'un court-circuit base-émetteur dans le transistor T_1.

Point de mesure	«Moins» à la masse		«Plus» à la masse	
	Tension (volts)		Tension (volts)	
	Normale	Avec c.c.	Normale	Avec c.c.
Base	6,1	7,16	1,4	0,34
Emetteur	6,17	7,16	1,33	0,34
Collecteur	1,6	0,20	5,9	7,30

un tableau où les tensions normales et celles qui résultent du court-circuit sont présentées pour les deux cas possibles de mesure par rapport à la masse : le « plus » de l'alimentation à la masse; le « moins » de l'alimentation à la masse. On remarquera, en passant, que, pour chaque point, la somme des tensions relevées à partir du « plus » ou du « moins » est égale à la tension d'alimentation. Cela reste vrai, bien entendu, pour toutes les mesures analogues.

POURQUOI ET COMMENT FAUT-IL VÉRIFIER LES PILES

La panne la plus classique d'un récepteur à transistors, celle à laquelle il faut penser non seulement lorsque l'appareil ne fonctionne plus du tout, mais aussi et surtout lorsqu'il fonctionne mal, est le mauvais état ou l'usure des piles d'alimentation : non-fonctionnement, distorsion, fonctionnement intermittent, « motor-boating », silence sur certaines portions d'une gamme, etc., tous ces défauts peuvent provenir de piles usées ou présentant une résistance interne trop élevée.

Lorsqu'on veut contrôler l'état d'une pile alimentant un récepteur à transistors, il faut se souvenir de deux choses :

1° Il ne suffit pas de mesurer sa tension aux bornes, le récepteur étant arrêté ou, ce qui revient au même, après avoir enlevé la batterie de son logement. En effet, une pile mesurée dans ces conditions peut paraître à peine « fatiguée » et présenter une tension de l'ordre de 1,4 V par élément, par exemple, au lieu de 1,5 V de tension nominale. Mais il n'en sera plus de même lorsque cette pile débitera un courant plus ou moins important sur un récepteur en fonctionnement.

2° Il ne suffit pas de mesurer sa tension aux bornes, le récepteur fonctionnant à faible ou très faible puissance. En effet, dans tous les récepteurs à transistors la consommation croît dans de fortes proportions avec la puissance, et c'est alors seulement que l'on peut constater une baisse de tension sensible aux bornes de la pile, à cause de la résistance interne de cette dernière devenue trop élevée.

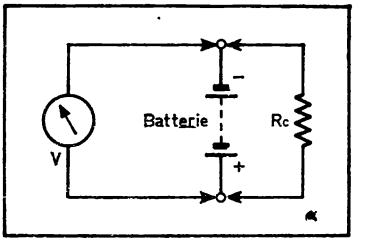


Fig. 3-9. — Contrôle d'une pile débitant sur une charge fictive calculée pour créer un débit du même ordre de grandeur que celui du récepteur vérifié.

Le mauvais état d'une pile alimentant un récepteur se manifeste très souvent par le phénomène suivant. Dès que l'on pousse la puissance, une distorsion très marquée apparaît avec, généralement, une sorte de tremblotement de la voix ou de la musique.

Pour toutes ces raisons, le seul moyen de contrôler efficacement l'état d'une batterie est de mesurer sa tension après l'avoir chargée à l'aide d'une résistance, de façon qu'elle débite un courant correspondant à la puissance maximale du récepteur (fig. 3-9). La valeur de la résistance R_c peut être calculée par la relation suivante :

$$R_c = \frac{1\,000\ V_a}{I_{max}},$$

où V_a est la tension nominale de la batterie (en *volts*), I_{max} le courant consommé par le récepteur à puissance maximale (en *milliampères*), la valeur de R_c étant alors exprimée en *ohms*.

La valeur de I_{max} varie essentiellement en fonction de la conception de l'étage de sortie et de la puissance qu'il délivre. Lorsqu'il s'agit de petits récepteurs portables, dont la puissance de sortie maximale est généralement de l'ordre de 250-300 mW, I_{max} représente quelque 40 à 50 mA. Pour un récepteur plus puissant (1 à 1,5 W), le courant maximal se situe le plus souvent entre 150 et 200 mA. Si l'on suppose que la tension de la batterie d'alimentation est de 9 V, ce qui est le cas le plus fréquent, nous aurons, pour R_c, une valeur de 180 Ω pour les petits récepteurs et de quelque 50 Ω s'il s'agit de récepteurs plus puissants.

Bien entendu, il est nécessaire de choisir une résistance dont la dissipation (le « wattage », comme on dit) permet le passage de l'intensité prévue sans un échauffement excessif : 0,5 W pour 180 Ω et 2 W pour 50 Ω.

De plus, il est recommandé, lorsqu'on procède à la mesure de la tension suivant la figure 3-9, de connecter d'abord le voltmètre et ensuite la résistance de charge R_c, ce qui permet de mieux observer le phénomène très fréquent lorsqu'il s'agit d'une batterie à la limite du « hors d'usage »; une baisse rapide de la tension aussitôt que R_c est placée en parallèle.

Quant à la limite de la tension à partir de laquelle on doit envisager le remplacement de la batterie, on peut dire, en gros, qu'elle représente une diminution de 20 % environ par rapport à la tension nominale. Autrement dit, et toujours pour une batterie de 9 V, la tension aux bornes ne doit pas être inférieure à 7-7,2 V en charge si l'on veut que le récepteur fonctionne normalement. Si la tension d'alimentation est inférieure à cette limite, différentes anomalies font leur apparition, dont la plus classique est une distorsion plus ou moins marquée dès que l'on pousse un peu la puissance. Si la tension devient vraiment trop faible, la réception peut s'arrêter complètement, d'une façon permanente et définitive ou par intermittence, car l'oscillation du transistor changeur de fréquence ne se fait plus ou se fait sporadiquement.

Il faut signaler que de nombreux récepteurs sont équipés actuellement de dispositifs stabilisateurs permettant une décharge beaucoup plus profonde de la batterie d'alimentation, allant jusqu'à 50 % de la tension nominale ou à peu près.

MESURE DES TENSIONS DANS LE DÉPANNAGE

Le « signal-tracer » permet de circonscrire l'étage où se cache la panne, après quoi un voltmètre électronique suffit généralement pour la localiser avec précision. La mesure des tensions reste, par conséquent, le moyen le plus sûr de déterminer la cause réelle d'une panne.

Vue d'ensemble sur la façon d'opérer

Tout dépannage d'un récepteur à transistors commence par la mesure des tensions, opération que l'on effectuera obligatoirement à l'aide d'un voltmètre électronique ou d'un contrôleur d'au moins 20 kΩ/V, pour des raisons que l'on comprendra mieux en lisant tout ce qui suit.

On mesure généralement en premier lieu la tension à l'émetteur et à la base des étages de préamplification B.F., mais contrairement à l'habitude répandue de mesurer ces tensions par rapport à la masse, c'est-à-dire le « moins » de la batterie le plus souvent, il est beaucoup plus rationnel de les relever par rapport au « plus » de cette batterie. Lorsque le circuit correspondant comporte une résistance de découplage telle que R_1 de la figure 3-10, le fil « plus » du voltmètre sera connecté *après* cette résistance, c'est-à-dire au point *a*, pour toutes les mesures effectuées sur les deux étages préamplificateurs, et *avant* cette résistance, en *b*, pour celles qui se rapportent à l'étage de sortie.

L'avantage de cette façon de procéder est facile à comprendre en regardant le schéma simplifié de la figure 3-11, représentant un étage préamplificateur B.F. La tension V_e, au point *a*, est déterminée par la chute de tension aux bornes de R_1, qui est de l'ordre de 1 V le plus souvent. La tension de base, en *b*, diffère normalement très peu de V_e : 0,1 à 0,12 V en moyenne; négative par rapport à V_e pour un *p-n-p*, positive pour un *n-p-n*.

L'écart entre les tensions V_e et V_b est important à connaître, car c'est lui qui fixe le régime du transistor, c'est-à-dire, en fin de compte, le gain de l'étage, la distorsion, etc. Mais ce qui est encore plus important, c'est qu'une faible variation de cet écart par rapport à une valeur moyenne fixée par le constructeur peut placer le transistor dans des conditions de fonctionnement nettement défavorables.

Pour fixer les idées, supposons qu'un certain régime « favorable » soit défini par $V_e - V_b = 0{,}14$ V et $I_c = 1{,}8$ mA. Si la différence $V_e - V_b$ ne représente plus que $-0{,}11$ V, le courant de collecteur I_c peut tomber au-dessous de 0,7 mA, ce qui risque de modifier d'une façon très sensible le comportement de l'étage. La variation de la différence $V_e - V_b$ dans l'autre sens aurait des conséquences analogues, mais dues à une augmentation du courant I_c.

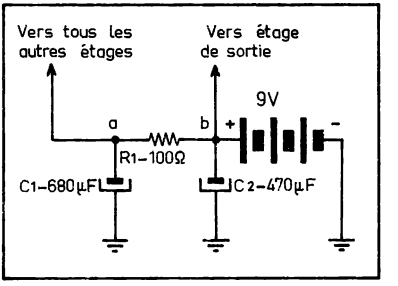


Fig. 3-10. — Disposition assez courante du circuit d'alimentation d'un récepteur : vers l'étage de sortie directement; vers le reste du récepteur à travers une cellule de découplage R_1-C_1.

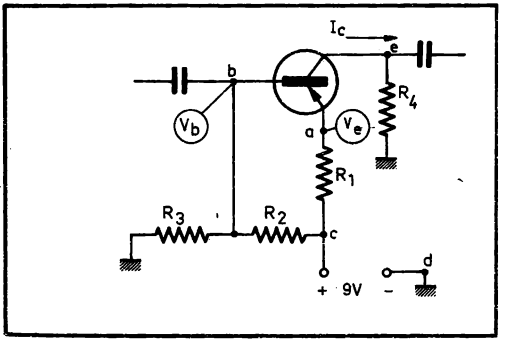


Fig. 3-11. — Schéma simplifié d'un étage préamplificateur B.F.

Tout cela veut dire qu'il est important de pouvoir apprécier l'écart entre les tension en *a* et en *b* avec un maximum de précision. Or, si l'on effectue la mesure de ces tensions par rapport au « moins » de la batterie, on doit trouver, par exemple +8 V en *a* et +7,86 en *b*, c'est-à-dire utiliser la sensibilité 10 ou 15 V du voltmètre électronique dont on dispose. Dans ces conditions, on pourra probablement se rendre compte que la tension en *b* est légèrement inférieure à celle en *a*, mais il ne sera sûrement pas possible de dire si elle l'est de 0,08 de 0,1 ou de 0,12 V.

En revanche, si nous effectuons la mesure entre le « plus » et les points *a* et *b*, nous pourrons utiliser la sensibilité 1,5 V ou même 1 V du voltmètre sur laquelle la différence $V_e - V_b$ sera parfaitement lisible.

Il est à noter que la mesure par rapport au « moins » peut être avantageuse lorsqu'il s'agit de relever avec précision la tension au collecteur, en *e*, car la chute de tension aux bornes de R_1 peut ne pas excéder 1,5 à 3 V dans certains cas.

Comment localiser certaines pannes

Lorsqu'on est certain que les tensions d'alimentation sont normales, on peut procéder aux mesures de vérification sur les différents étages de l'amplificateur B.F. On commence par mesurer la tension à l'émetteur de T_1 (fig. 3-13) qui est de 1,3 V comme on le voit.

Si cette tension correspond aux indications du schéma fourni par le constructeur (à $\pm$ 25 %) ou cadre avec l'ordre de grandeur indiqué plus haut, on s'assure que la tension à la base est également correcte, bien que cette dernière mesure soit pratiquement superflue : si la tension de base est nettement incorrecte, le courant d'émetteur et la tension correspondante ne peuvent guère être normaux.

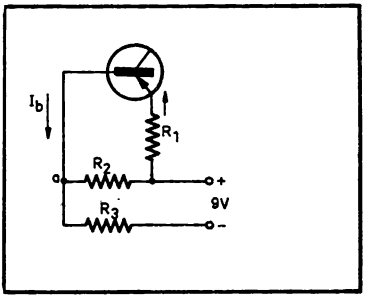


Fig. 3-12. — Schéma équivalent du précédent, correspondant au circuit de collecteur coupé.

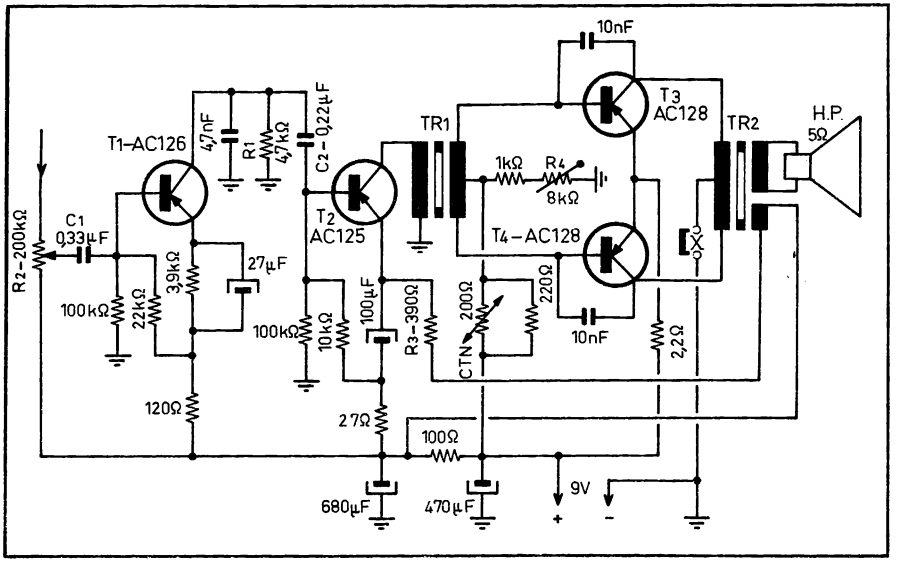


Fig. 3-13. — Schéma assez courant d'amplificateur B.F. de moyenne puissance.

Si la tension d'émetteur est nettement trop faible, il est nécessaire de voir où en est la tension de base. Si cette dernière est également trop faible, on peut soupçonner une *coupure dans le circuit de collecteur :* résistance R_1 de la figure 3-13, par exemple. En effet, si le circuit de collecteur est coupé, on aboutit au schéma équivalent de la figure 3-12, la jonction base-émetteur constituant une diode polarisée en sens direct. Le courant de base I_b augmente donc et provoque une chute de tension supplémentaire sur R_3, de sorte que le point *a* (fig. 3-12) devient moins négatif par rapport au « plus ». Si la tension d'émetteur est nettement trop élevée, cela peut provenir d'un *défaut d'isolement dans le conden-*

sateur de liaison C_1 (fig. 3-13), qui est très souvent un électrochimique. Mais pour qu'il en soit ainsi, il est nécessaire que le potentiomètre régulateur de puissance (R_2, fig. 3-13) retourne au « moins », ce qui n'est pas le cas du schéma. En effet, dans ce cas on obtient le schéma équivalent de la figure 3-14 où R_c représente la résistance ohmique du condensateur défectueux et R_p celle du potentiomètre. Tout se passe donc comme si la valeur de R_3 était diminuée par la mise en parallèle de R_p en série avec R_c

Il en résulte que la base devient plus négative par rapport au « plus », donc par rapport à l'émetteur, d'où une augmentation notable du courant de collecteur et de la chute de tension aux bornes de R_1.

A noter que, dans ce cas, la chute de tension sur R_1 devrait varier en fonction de la position du potentiomètre. Dans le cas extrême, avec le condensateur de liaison en court-circuit franc ($R_c = 0$) et le potentiomètre au minimum ($R_p \approx 0$), le transistor passe en régime de saturation.

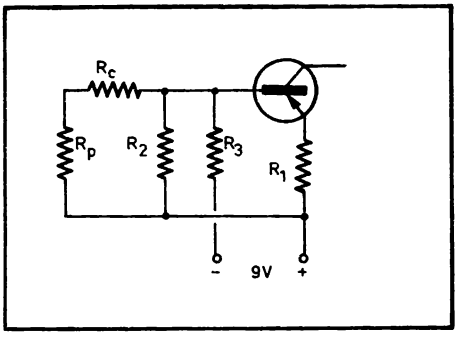


Fig. 3-14. — Schéma équivalent d'un étage préamplificateur dont le condensateur de liaison présente une fuite (Rc) et dont le potentiomètre retourne au « moins ».

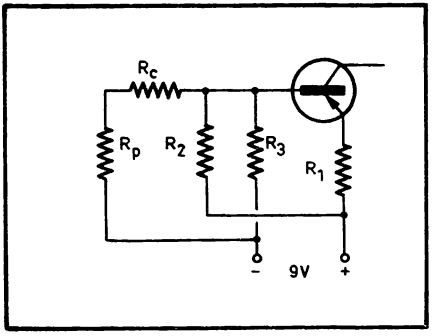


Fig. 3-15. — Schéma équivalent analogue au précédent, mais dont le potentiomètre (Rp) retourne au « plus ».

Cependant, un défaut d'isolement dans le condensateur peut également conduire à une diminution du courant de collecteur, si le potentiomètre régulateur de puissance retourne au « plus », ce qui aboutit au schéma équivalent de la figure 3-15, c'est-à-dire à la diminution de la valeur de R_2 et, partant de là, à une tension de base moins négative par rapport au « plus » et par rapport à l'émetteur.

Si aucune tension de l'étage préamplificateur ne semble anormale, on peut essayer de remplacer le transistor lui-même par acquit de conscience et passer ensuite à la vérification de l'étage « driver » (T_2), où les mêmes recommandations que ci-dessus restent valables. Dans le cas particulier de la figure 3-13, le circuit d'émetteur de ce transistor participe au système de contre-réaction et retourne au « plus » à travers R_3, résistance aux bornes de laquelle on doit trouver environ 0,32 V.

Comme précédemment, si cette tension est nettement trop faible et que la tension de base de T_2 l'est également, on peut soupçonner une *coupure* du circuit de collecteur, c'est-à-dire celle *du primaire du transformateur* TR_1.

Si la tension aux bornes de R_3 est trop élevée, cela peut provenir d'un *défaut d'isolement dans le condensateur de liaison* C_2 ou même de son claquage. Ce cas est assimilable à celui de la figure 3-14, où R_p représenterait la valeur de la résistance de charge de l'étage précédent, c'est-à-dire R_1.

Si les deux premiers étages de l'amplificateur semblent en ordre, on peut passer à la vérification de l'étage de sortie, qui commencera par la mesure de la résistance ohmique du secondaire du TR_1 et du primaire du TR_2, entre le point milieu de chaque enroulement et les électrodes correspondantes, bases ou collecteurs. Il n'est pas nécessaire, pour ces mesures, de déconnecter quoi que ce soit, mais l'ohmmètre utilisé devra avoir une pile d'alimentation ne dépassant pas 1,5 V.

L'essentiel est de s'assurer que les enroulements mesurés ne sont pas coupés, mais, par la même occasion, on vérifie si leur résistance ohmique correspond à la moyenne « normale » : 100 à 200 Ω au primaire du TR_1; 35 à 45 Ω pour chaque moitié du secondaire; 0,8 à 6 Ω pour chaque moitié du primaire du TR_2. Dans les transformateurs de fabrication soignée, la résistance des deux moitiés d'un enroulement symétrique doit être, en principe, la même, mais on rencontre très souvent des transformateurs où cette résistance varie, d'une moitié à l'autre, de plus de 20 %.

On mesure ensuite le courant de repos de l'étage de sortie, autrement dit le courant permanent en l'absence de tout signal, c'est-à-dire avec le potentiomètre régulateur de puissance au minimum. La mesure se fera à l'aide d'un milliampèremètre, à chute de tension propre aussi réduite que possible, que l'on intercalera dans la coupure X pratiquée dans le retour vers le « moins » du point milieu du primaire TR_2 (fig. 3-13). Dans le cas de la figure 3-13, ce courant doit être compris entre 3,5 et 4 mA, mais d'une façon générale sa valeur doit être conforme aux indications du constructeur et varie suivant la conception de l'étage de sortie et les transistors employés. Il est à remarquer que, le plus souvent, ce courant est de l'ordre de 10 mA, du moins pour des étages de sortie dont la puissance maximale se situe entre 0,4 et 1 W.

Dans tous les amplificateurs de ce type il existe toujours un dispositf, presque toujours une résistance ajustable, permettant de régler le courant de repos : résistance ajustable R_4 dans le cas de la figure 3-13. *Si le courant de repos est trop faible*, la distorsion augmente et devient surtout sensible à faible puissance. *Si ce courant est trop élevé*, on « tire » inutilement sur la batterie et on en accélère l'usure. Dans le cas extrême, lorsque le courant de repos est vraiment beaucoup trop élevé, on peut observer un échauffement excessif des deux transistors de sortie qui, même s'il ne conduit pas à un « emballement » thermique et à la destruction des deux transistors, aboutit souvent à une modification profonde de leurs caractéristiques.

S'il arrive que l'*un des transistors de sortie soit défectueux*, il est nécessaire de remplacer les deux, car ils ont été appariés par le constructeur. On choisira donc, à l'aide d'un transistormètre dont on dispose, deux transistors dont les caractéristiques soient aussi voisines que possible en ce qui concerne les différents courants résiduels et le gain en courant.

Vérification du régime correct des différents étages

Pratiquement tous les constructeurs de récepteurs à transistors fournissent, avec chaque appareil, un schéma théorique et souvent aussi le ou les plans des différentes platines en circuits imprimés, avec l'indication de toutes les valeurs normales des tensions que l'on doit pouvoir mesurer aux collecteurs, émetteurs et bases des différents transistors.

Si le récepteur fonctionne mal ou pas du tout, il est très souvent possible, en mesurant ces tensions et en appréciant leur écart par rapport aux valeurs normales, de localiser la panne, c'est-à-dire le composant (résistance, condensateur, bobinage, etc.) ou le transistor défectueux.

Les quelques exemples de mesures que nous commentons plus loin se rapportent à des étages F.I. ou B.F. de conception classique, que l'on retrouve, à quelques petites variantes près, sur un très grand nombre de récepteurs : montage émetteur commun à trois résistances stabilisatrices (fig. 3-16), dont une (R_3) est placée dans le circuit d'émetteur, les deux autres, R_1 et R_2, formant un diviseur de tension pour la polarisation de la base.

Le schéma de la figure 3-16 représente le dernier étage F.I. d'un récepteur AM, c'est-à-dire ne recevant que des gammes G.O., P.O. et O.C. La bobine L_1 est celle de liaison

avec l'étage précédent, tandis que L_2, avec C_5 en parallèle, constiute le circuit accordé sur la fréquence intermédiaire du récepteur. Les éléments R_4 et C_1 forment une cellule de découplage dans le circuit d'alimentation de l'étage, presque toujours nécessaire pour séparer l'étage intéressé des autres en ce qui concerne les courants H.F. et B.F. et pour éviter, par ce moyen, des réactions indésirables pouvant se traduire par des accrochages, sifflements, etc.

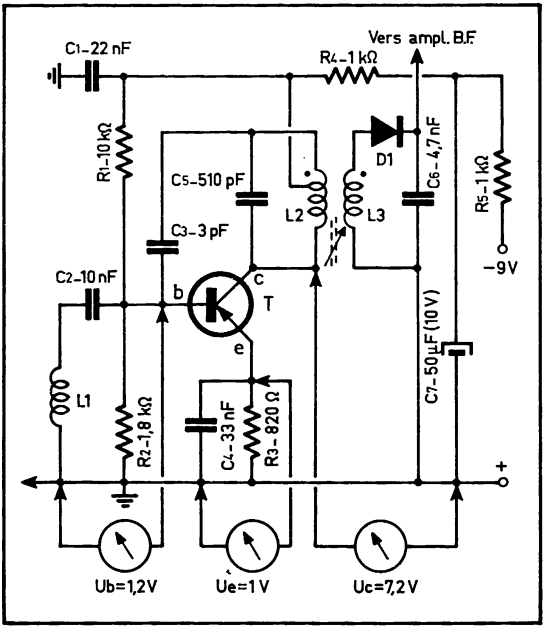


Fig. 3-16. — Schéma-type du dernier étage F.I. d'un récepteur à transistors, à modulation d'amplitude.

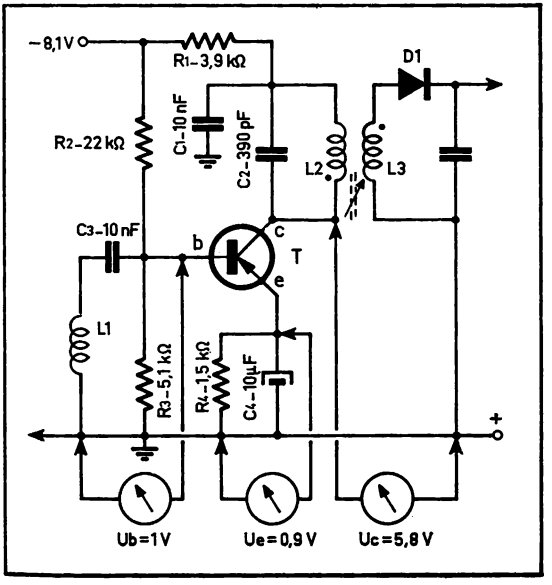


Fig. 3-17. — Variante du schéma précédent. Les valeurs de plusieurs éléments sont différentes. Les résistances R_1 (découplage) ont des positions différentes.

Le schéma de la figure 3-17 ne constitue qu'une variante du précédent et n'en diffère que par la valeur de certains éléments et par la position de la résistance de découplage R_1 et celle du condensateur correspondant C_1,

Sur ces deux schémas, ainsi que sur les suivants, on a représenté d'une façon particulièrement « parlante » le branchement du voltmètre lors des différentes mesures et les tensions que l'on doit lire (valeurs moyennes) dans le cas d'un fonctionnement correct. Pour chaque mesure, le voltmètre se branche entre le « plus » de l'alimentation, qui constitue ici la « masse », et le point dont on veut vérifier la tension. Mais il ne faut pas oublier qu'il existe un grand nombre de récepteurs, équipés de transistors *p-n-p* ou *n-p-n*, où c'est le « moins » de l'alimentation qui constitue la « masse ». Dans ce cas, pour retrouver les mêmes valeurs que celles indiquées sur les différents schémas des figures 3-16 à 3-19, il est nécessaire de connecter le voltmètre entre le « plus » de l'alimentation et le point à mesurer.

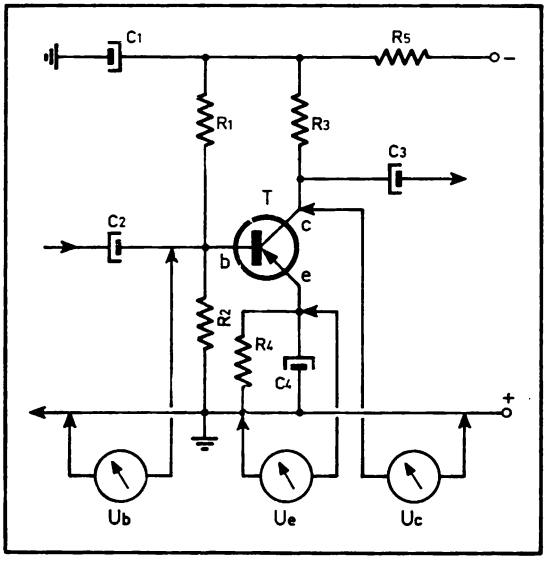


Fig. 3-18. — Schéma-type d'un préamplificateur B.F. à transistors. Le potentiel de base est obtenu à partir d'une résistance entre collecteur et base.

La figure 3-18 représente le schéma classique d'un étage préamplificateur B.F., où la base du transistor est polarisée à l'aide d'une résistance placée entre le collecteur et la base. Sur la figure 3-19, se rapportant également à un étage préamplificateur, cette polarisation de base est obtenue par un diviseur de tension, comme sur les schémas des figures 3-16 et 3-17.

Voici maintenant quelques indications générales sur l'interprétation des différentes valeurs anormales des tensions que l'on peut trouver sur le collecteur, l'émetteur ou la base du transistor de l'un des quatre schémas (fig. 3-16 à 3-19).

A. La tension au collecteur est supérieure à la normale. Par exemple, elle est de 8,2 V au lieu de 7,2 V. Mesurer la tension sur l'émetteur.

a) La tension à l'émetteur est nettement inférieure à la normale. Par exemple, 0,05 V au lieu de 1 V. Mesurer la tension de base. Si elle est aussi nettement inférieure à la normale (par exemple, 0,1 V au lieu de 1,2 V), il existe probablement une coupure dans la liaison de la base vers le diviseur de tension R_1-R_2. Si la tension à la base est légèrement supérieure à la normale (par exemple, 1,4 V au lieu de 1,2 V), c'est sans doute le transistor lui-même qui est défectueux : coupure interne de la connexion de base.

b) La tension à l'émetteur est inférieure à la normale (par exemple, 0,4 V au lieu de 1 V). Mesurer la tension de base. Si elle est également inférieure à la normale (par exemple,

0,6 V au lieu de 1,2 V), cela peut indiquer un défaut dans le transistor : coupure interne de la connexion de collecteur.

c) La tension à l'émetteur est nulle. Mesurer la tension à la base. Si elle est quelque peu supérieure à la normale (par exemple, 1,4 V au lieu de 1,2 V), il peut s'agir d'un transistor défectueux : coupure interne de la connexion d'émetteur. Si elle est également nulle, il faut vérifier les éléments suivants (fig. 3-16) : C_3 pour un court-circuit possible; R_2 pour une coupure possible.

d) La tension à l'émetteur est légèrement supérieure à la normale (par exemple, 1,3 V au lieu de 1 V). Si la tension à la base est également supérieure à la normale (par exemple, 1,4 V au lieu de 1,2 V), on peut soupçonner une coupure de la résistance R_3 (fig. 3-16) ou, plus généralement, une coupure du circuit d'émetteur.

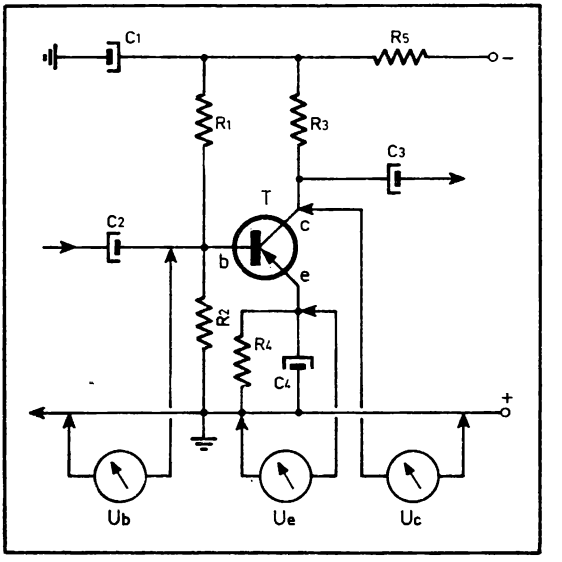


Fig. 3-19. — Variante du schéma précédent où le potentiel de base est obtenu par un pont diviseur R_1-R_2.

B. La tension au collecteur est très faible. Par exemple, 0,4 V au lieu de 7,2 V. Mesurer la tension sur l'émetteur. La tension à l'émetteur est la même que celle mesurée sur le collecteur. Si la tension à la base est nettement inférieure à la normale, mais légèrement supérieure à celle de l'émetteur (par exemple, 0,6 V), il faut rechercher une coupure éventuelle dans le circuit extérieur de collecteur : bobinage L_2 ou résistance R_1 (fig. 3-17); résistance R_3 (fig. 3-18), etc.

C. La tension au collecteur est nettement inférieure à la normale. Par exemple, 3,6 V au lieu de 7,2 V. Mesurer la tension sur l'émetteur.

a) La tension à l'émetteur est du même ordre de grandeur que sur le collecteur. Mesurer alors la tension à la base. Si elle est nettement supérieure à la normale, il peut s'agir d'une fuite interne collecteur-émetteur dans le transistor ou d'un court-circuit du condensateur tel que C_3 (fig. 3-16).

b) La tension à l'émetteur est la même que sur le collecteur (3,6 V), tandis que la tension à la base est presque normale. Il y a probablement un court-circuit interne collecteur-émetteur.

D. La tension au collecteur est nettement inférieure à la normale. Elle est, proportionnellement, encore plus faible que dans le cas précédent : par exemple, 2,6 V au lieu de 7,2 V. Si, en même temps, il n'y a aucune tension sur l'émetteur et que la tension à la

base est nettement inférieure à la normale (par exemple, 0,4 V au lieu de 1,2 V), il faut voir si le condensateur C_4 (fig. 3-16) n'est pas en court-circuit ou si, en général, il n'existe pas un court-circuit accidentel entre l'émetteur et la masse.

E. La tension au collecteur est inférieure à la normale. Par exemple, 6,4 V au lieu de 7,2 V. Si la tension à l'émetteur est, en même temps, très nettement supérieure à la normale (par exemple, 3,6 V au lieu de 1 V) et que la tension à la base est à peu près la même qu'à l'émetteur, voir si la résistance R_2 (fig. 3-16) n'est pas coupée.

En ce qui concerne les phénomènes particuliers, propres à certains schémas, on peut noter :

Étage préamplificateur B.F. de la figure 3-18. Si le condensateur de liaison C_2 avec l'étage précédent est en court-circuit ou présente une fuite importante, la tension au collecteur (V_c) diminue, tandis que celle d'émetteur (V_e) devient supérieure à la normale.

Étage préamplificateur B.F. de la figure 3-19. Si la résistance R_3 est coupée, toutes les tensions, de collecteur, d'émetteur et de base, sont nulles. Si la résistance R_1 est coupée, la tension de collecteur devient supérieure à la normale, tandis que les tensions de base et d'émetteur augmentent par rapport à la valeur normale. Si la résistance R_4 est coupée, toutes les tensions, de collecteur, d'émetteur et de base, sont supérieures à leurs valeurs normales.

Quelques exemples pratiques de tensions normales

La diversité des montages utilisés dans les récepteurs à transistors est considérable : transistors *p-n-p* avec le « plus » à la masse; les mêmes avec le « moins » à la masse; des *n-p-n* avec soit le « plus », soit le « moins » à la masse. Il faut donc s'habituer à « identifier » la structure de chaque récepteur et même de chaque étage et d'opérer toujours de la même façon : par rapport à l'extrémité *b* de la résistance d'émetteur de chaque transistor, ce qui revient à dire que l'on mesurera par rapport au « plus » dans les cas d'un *p-n-p* et par rapport au « moins » dans celui d'un *n-p-n* (fig. 3-20). Pour avoir, dans tous les cas, une déviation positive du voltmètre utilisé, on connectera ce dernier suivant les indications de la figure 3-20.

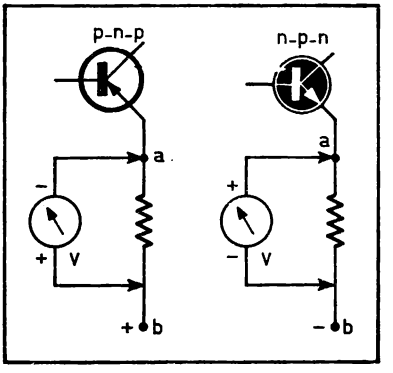


Fig. 3-20. — Mesure de la tension sur l'émetteur : par rapport au + avec un *p-n-p*; par rapport au — avec un *n-p-n*.

Dans la figure 3-21*a*, si le circuit d'émetteur ne comporte aucune résistance, mais se trouve simplement ramené au + 4,7 V (tension d'alimentation : 6 V), les tensions normales sont : 0,2 V en *b* et 2 V en *c*, toutes les mesures se faisant par rapport à *e*. Si on les faisait par rapport à la masse, c'est-à-dire par rapport au « moins » de la batterie on trouverait, bien entendu, 4,5 V en *b* et 2,7 V en *c*. On peut rencontrer le même montage, mais avec une résistance d'émetteur telle que R_3, ce qui ne change en rien les résultats des mesures, puisque nous les effectuerons par rapport à la ligne + V_1.

Le même montage se rencontre avec des transistors *n-p-n*, auquel cas on aboutit au schéma de la figure 3-21*b*, avec, généralement, le « moins » de l'alimentation à la masse.

Le circuit de la figure 3-21*a* se rencontre parfois avec un diviseur de tension tel que R_1-R_4 pour obtenir la polarisation de base. La résistance R_4 est alors ramenée, bien entendu, au point $+V_1$. Le tableau 3-3 résume les caractértistiques de quelques étages dont la structure générale est celle de la figure 3-21*a*.

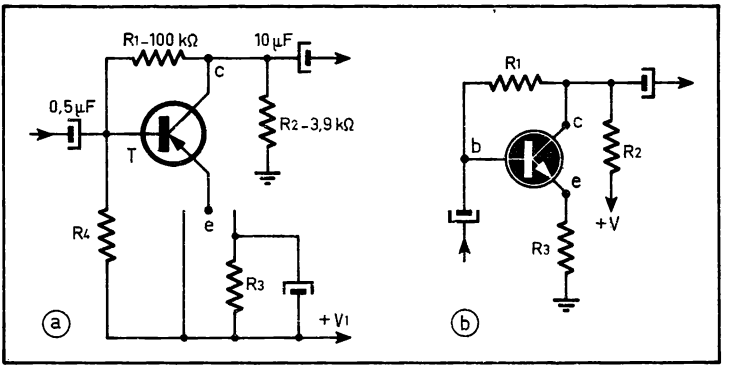


Fig. 3-21. — *a*) l'émetteur peut être ramené directement à + U_1; ou dans une variante à travers R_3; *b*) avec un transistor *n-p-n* ce même montage a généralement le moins à la masse.

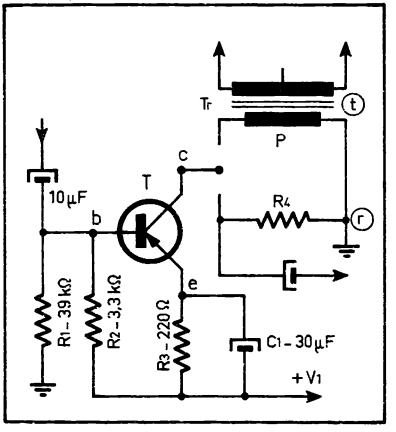


Fig. 3-22. — Schéma fréquemment rencontré d'un préamplificateur B.F. ou driver (— batterie à la masse).

Tableau 3-3

Caractéristiques (valeurs et tensions) de quelques étages, dont la structure générale est celle de la figure 3-21

T	R_1 (kΩ)	R_2 (kΩ)	R_3 (kΩ)	R_4 (kΩ)	Tensions (volts)					Fig.
					V	V_1	c	e	b	
AC 125	180	2,2		5,6	8,7	8,1	5,6	0	0,35	3-21a
SFT 353	100	5,6	1,8	68	9	8,6	4,5	1,4	1,5	3-21a
BC 149 B	1500	22			6,5		1,35	0	0,6	3-21b
AC 125	100	3,9			6	4,7	2	0	0,2	3-21a

On rencontre beaucoup plus fréquemment le montage de la figure 3-22, en tant que premier ou deuxième ètage d'amplification B.F. Dans les récepteurs dont l'amplificateur B.F. est à transformateurs, et lorsqu'il s'agit du deuxième étage, la charge de collecteur est souvent constituée par le primaire du transformateur « driver » TR, dont le secondaire, à prise médiane, attaque les deux transistors du push-pull de sortie. Dans les récepteurs plus récents et, en général, dans les montages sans transformateurs, la liaison avec l'étage suivant se fait soit directement soit par un condensateur et c'est une résistance (R_4) qui constitue la charge de collecteur. La résistance ohmique du primaire P étant toujours très nettement infèrieure à la valeur de R_4, on trouve en *c* une tension moins élevée avec une résistance (variante *r*) qu'avec un transformateur (variante *t*).

Le tableau 3-4 résume les caractéristiques de quelques étages dont la structure générale est celle de la figure 3-22. Le chiffre (1 ou 2) figurant dans la colonne « Étage » indique s'il s'agit du premier ou du deuxième étage amplificateur B.F., le régime de fonctionnement n'étant pas le même dans les deux cas.

Tableau 3-4

Caractéristiques (valeurs et tensions) de quelques étages dont la structure générale est celle des figures 3-22, 3-23 et 3-24

T	Etage	Variante	R_1 (kΩ)	R_2 (kΩ)	R_3 (Ω)	R_4 (kΩ)	Tensions (volts) V	V_1	c	e	b	Figure
AC 126	2	t	39	3,3	220		6	4,7	3,8	0,3	0,6	3-22
AC 125	1	r	15	82	1800	4,7	8,2	7,9	5,25	0,9	1	3-23
AC 125	1	t	4,7	27	680		9	8,6	8,3	0,63	0,77	3-23
BC 109 C	1	r	68	180	8200	10	34	12	7,5	2,7	3,3	3-24
BC 108 B	2	r	18	82	1000	4,7	34	12	5,2	1,6	2,2	3-24
AC 151	1	t	6,2	120	330			10	9	0,4	0,45	3-23
AC 151	1	t	6,2	120	330			15	14,4	0,6	0,65	3-23
SFT 353	2	t	27	4,7	330		9	9	8,1	1,4	1,5	3-22
SFT 353	2	t	22	3,9	680		13,5	11,6	10,4	1,5	1,9	3-22
AC 125	1	r	330	100	5600	3,9	9	8,6	7,4	1,9	2,15	3-22

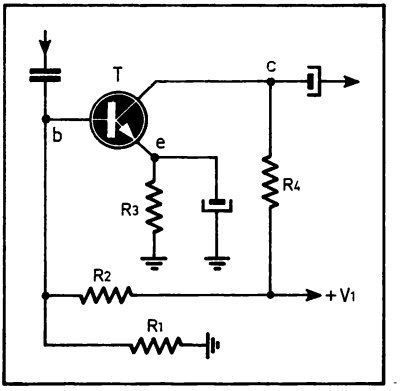
Dans le montage de la figure 3-22 c'est le « moins » de la batterie qui est réuni à la masse. S'il s'agit d'un récepteur où c'est le « plus » qui se trouve à la masse, le schéma se présente suivant la figure 3-23, qui peut exister également avec la sortie par transformateur. Rien ne change en ce qui concerne les mesures qui se font toujours par rapport à la base de R_3, c'est-à-dire, ici, par rapport à la masse.

Dans le cas de la figure 3-24 encore, le condensateur C_1 est parfois ramené à la masse, auquel cas sa polarité est inversée.

Un étage amplificateur B.F. dont la charge de collecteur est constituée par le primaire d'un transformateur (fig. 3-22) attaque en règle générale un étage push-pull, qui peut être avec ou sans transformateur de sortie. La figure 3-25 représente un étage à transformateur de sortie (TR_2), de structure très classique, que l'on rencontre encore, à quelques variantes près, sur de très nombreux récepteurs fabriqués surtout, avant 1965-1966, mais aussi actuellement. Le diviseur de tension R_2-R_3 sert pour obtenir la polarisation des deux bases, et pour que cette dernière soit aussi stable que possible en présence des variations éventuelles

de température, la résistance R_2 du diviseur est shuntée par une résistance CTN (coefficient de température négatif), R_1. Lorsque la température augmente, la valeur de R_1 diminue et le point *a* devient plus positif, c'est-à-dire moins négatif par rapport aux émetteurs, ce qui réduit le courant de collecteur qui a tendance à augmenter lorsque la température s'élève.

Fig. 3-23. — Variante de la figure 3-22 avec + batterie à la masse.



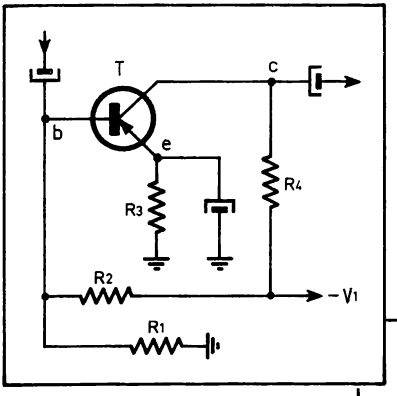


Fig. 3-24. — Variante *n-p-n* de la figure 3-23 avec le condensateur C, entre l'émetteur et la masse, à la polarité inversée.

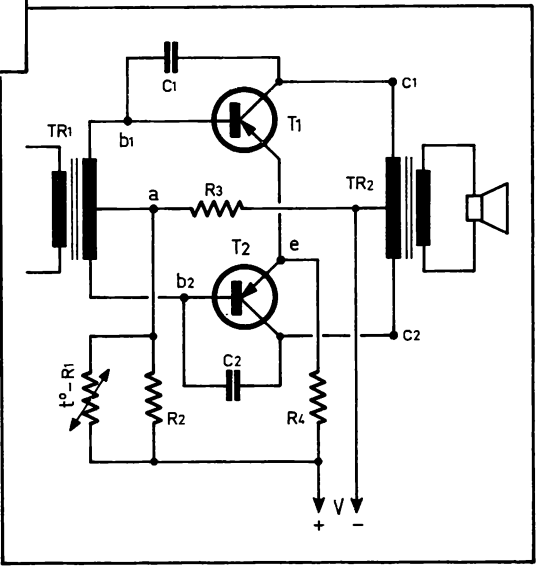


Fig. 3-25. — Un étage de sortie push-pull à transformateurs très classique.

Pour contrôler le bon fonctionnement d'un étage push-pull comme celui de la figure 3-25, on mesure la tension au point *a*, que l'on doit retrouver aux deux bases, b_1 et b_2, celle des émetteurs, en *e* et celle des deux collecteurs, c_1 et c_2. Toutes ces mesures se feront par rapport au « plus » de la tension d'alimentation V et en l'absence de tout signal, c'est-à-dire avec le potentiomètre de puissance au minimum. Dans ces conditions, et lorsqu'il s'agit d'un étage de petite puissance, ce qui est le cas de tous les récepteurs portables, la tension en c_1 et c_2 doit être pratiquement égale à la tension d'alimentation V, celle en *e* ne doit représenter qu'une faible fraction du volt (0,05 à 0,15 V) et celle en b_1 et b_2 doit être très légèrement supérieure à la tension en *e*.

Le tableau 3-5 donne quelques exemples de valeurs des éléments R_1, R_2, R_3 et R_4 et de tensions normales aux points indiqués ci-dessus.

Tableau 3-5

Valeur des éléments et tensions pour quelques amplificateurs tels que celui de la figure 3-25

T_1-T_2	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	R_3 (kΩ)	R_4 (Ω)	Tensions (volts)			
					V	c_1-c_2	e	b_1-b_2
OC 76	250	220	3,3	4,7	6	6	0,03	0,2
SFT 323	100	100	3,3	4,7	9	9	0,02	0,2
AC 180 k	47	39	2,7	1	6	6	0,005	0,2
AC 128	130	200	2,7	4,7	7,4	7,4	0,1	0,2

La valeur de la résistance R_1 est toujours indiquée pour une température ambiante de 25 °C. D'autre part, on rencontre des récepteurs où cette résistance n'existe pas ou est remplacée par une ajustable permettant de régler le courant de repos de l'étage de sortie. Enfin, même lorsque R_1 est une CTN, il existe presque toujours un élément ajustable pour le réglage de ce courant de repos, par exemple la résistance R_3, qui se compose alors de deux résistances en série : une fixe et une ajustable.

Si l'étage push-pull est du type sans transformateur de sortie (fig. 3-26), le régime de fonctionnement est déterminé surtout par le diviseur de tension R_1-R_2-R_3-R_4, et il est donc essentiel de contrôler les tensions aux points *a*, *b* et *c* et aussi, bien entendu, celles des collecteurs (c_1 et c_2), émetteurs (e_1 et e_2) et bases (b_1 et b_2). Les deux exemples suivants, réunis dans le tableau 3-6, indiquent les tensions normales que l'on doit trouver en ces différents points, ainsi que la valeur des différentes résistances. Il est à noter que l'on peut rencontrer ce type de montages push-pull où la bobine mobile du haut-parleur n'est pas ramenée à la masse, mais au point milieu de la batterie d'alimentation, composée, par exemple, de deux piles de 6 V montées en série. Dans ce cas, le condensateur électrochimique C_1 est supprimé.

Le réglage du courant de repos se fait en rendant ajustable soit la résistance R_2, soit la R_4.

Enfin, toutes les mesures se feront par rapport au « plus » de l'alimentation.

On remarquera que la tension en e_1, en réalité, n'est pas tout à fait la même qu'en b-c_2, mais plus négative d'une faible fraction de volt, la même qui existe en e_2.

Il est également important de se rappeler que la tension en b-c_2 doit représenter, en fonctionnement normal, très sensiblement la moitié de la tension de la batterie.

Pour terminer cette série d'exemples, nous donnons, dans la figure 3-27, le schéma d'un amplificateur de sortie du type dit à symétrie complémentaire (un *p-n-p* et un *n-p-n*), que l'on retrouve, à quelques variantes de détail près, sur la plupart des récepteurs portables

Tableau 3-6

Caractéristiques de deux amplificateurs sans transformateur de sortie, suivant la figure 3-26

T_1 - T_2	R_1-R_3 (Ω)	R_2-R_4 (kΩ)	R_5-R_6 (Ω)	Tensions (volts)					
				V	a - b_2	c - b_1	b - c_2	e_1	e_2
SFT 323	68	3,3	3,3	13,6	0,1	6,8	6,9	6,9	0,01
AC 128	120	2,7	2,2	9	0,2	4,55	4,5	4,5	0,05

fabriqués actuellement. Ce montage peut être, suivant la conception de l'appareil, soit avec le « plus », soit avec le « moins » à la masse et il ne comporte aucun transformateur. Les tensions normales que l'on doit y trouver (par rapport au « plus » de l'alimentation), ainsi que la valeur des différents éléments, sont résumés, dans le tableau 3-7, pour trois amplificateurs de ce type.

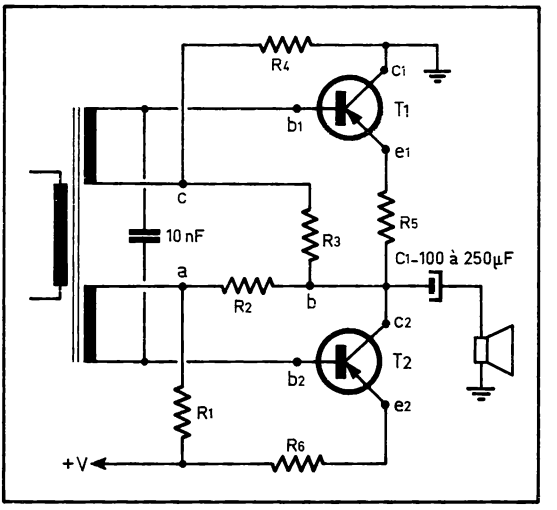


Fig. 3-26. — Schéma très courant d'un étage de puissance sans transformateur de sortie.

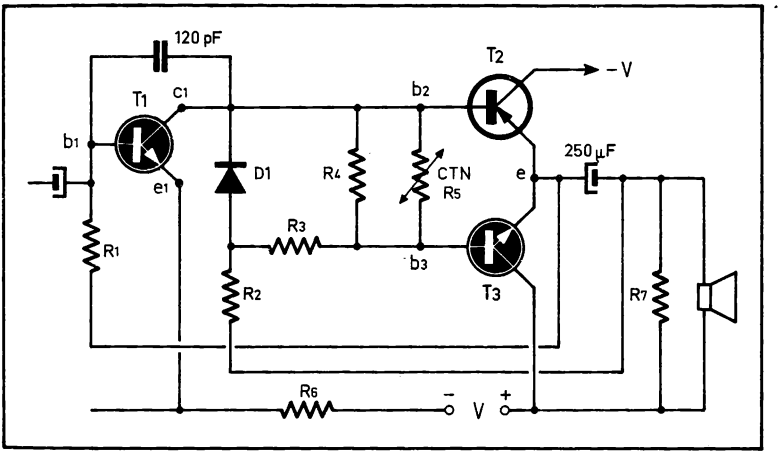


Fig. 3-27. — Amplificateur B.F. sans transformateur, dont l'étage de sortie est à symétrie complémentaire.

Le premier de ces trois montages est exactement celui de la figure 27-3 et c'est le « plus » de la batterie qui est relié à la masse. Dans le deuxième, où le « moins » est à la masse, la résistance R_1, le collecteur de T_2 et l'émetteur de T_1 sont réunis, par conséquent, à la masse. Dans le troisième montage, également à « moins » à la masse, R_1 est réunie au point *e*, l'émetteur de T_1 et le collecteur de T_2 l'étant à la masse.

La valeur de toutes les résistances CTN (R_5) est indiquée à 25 °C. D'autre part, dans de nombreux montages, la résistance R_3 est rendue ajustable pour permettre le réglage du courant de repos.

Tableau 3-7

Caractéristiques de quelques amplificateurs sans transformateurs, tels que celui de la figure 3-27

T_1 - T_2 - T_3 D_1	R_1 (kΩ)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)	R_6 (Ω)	R_7 (Ω)	Tensions (volts)					
								V	b_1	c_1-b_2	b_3	e	e_1
T_1 : BC 108 T_2 : AC 128 T_3 : AC 127 D_1 : BA 114	680	820	470	820	500	47	220	4,5	3,55	1,92	1,67	1,8	4,18
T_1 : BC 148 T_2 : AC 180 T_3 : AC 181 D_1 : BA 170	22	220	470	330	100			9	8,36	4,65	4,35	4,5	9
T_1 : BC 148 B T_2 : AC 188 T_3 : AC 187 D_1 : OF 132	160	270	100	220	130			7,8	6,85	4,15	3,65	3,7	7,5

MÉFIONS-NOUS DES CONDENSATEURS

Courant de fuite et stockage

Les impédances en présence dans les étages à transistors, conduisent, surtout lorsqu'il s'agit d'amplificateurs B.F., à une large utilisation de condensateurs électrochimiques souvent de capacité très élevée (470 à 1 000 μF) et prévus pour une tension de service n'excédant guère celle d'alimentation (6 à 10 V). Il faut y ajouter des condensateurs de filtrage ou de découplage, à l'entrée de la tension d'alimentation, dont la valeur dépasse fréquemment 2 000 μF.

Un condensateur électrochimique peut être affecté de défauts propres à tout condensateur : court-circuit franc; coupure, isolement insuffisant, mais il peut présenter également deux défauts qui lui sont propres : perte progressive de capacité par une sorte de dessèchement; courant de fuite trop élevé.

La perte de capacité est un défaut que l'on rencontre assez peu souvent dans les appareils à transistors, car il est dû essentiellement à un fonctionnement permanent à une température ambiante excessive, ce qui était une chose courante dans les récepteurs à tubes, mais se produit très rarement lorsqu'il s'agit de transistors.

Quant au courant de fuite, il existe toujours et dépend de la tension appliquée, de la valeur de la capacité et de la température ambiante, mais son importance ne doit pas dépasser certaines limites, généralement indiquées par le fabricant, mais assez variables suivant la provenance. C'est ainsi que, en désignant par C_n la capacité nominale *(en*

microfarads) et par V_n la tension de service maximale *(en volts)*, nous pouvons trouver des relations suivantes donnant le courant de fuite I_f *(en microampères)* :

Si $C_n \cdot V_n \leqslant 1000$, $I_f = 0{,}05\ C_n \cdot V_n$ avec un minimum de 5 μA. Cela nous donne 500 μA pour un électrochimique 100 μF — 10 V, par exemple.

Si $C_n \cdot V_n$ est plus grand que 1000, mais inférieur à 100 000, le calcul de I_f se fait à partir d'une relation un peu différente :

$$I_f = 0{,}03\ C_n \cdot V_n + 20\ \mu A.$$

Par exemple, un condensateur de 1 000 μF—25 V, devrait avoir un courant de fuite ne dépassant pas 770 μA.

D'autres sources donnent des relations conduisant à des valeurs de I_f nettement plus élevées :

$$I_f = 0{,}1\ C_n \cdot V_n + 10\ \mu A,$$

pour des électrochimiques miniatures à tension de service ne dépassant pas 40 V, et

$$I_f = 0{,}1\ C_n \cdot V_n + 100\ \mu A$$

pour les autres. On trouve également des relations telles que

$$I_f = 0{,}2\ C_n \cdot V_n,$$

iniquées valables pour des tensions de service de 6 à 40 V et des capacités de 2,2 à 100 μF. De plus, il est très important de noter que toutes les valeurs ainsi calculées ne sont valables que pour la température ambiante de 20 °C, car le courant de fuite peut facilement tripler entre 20° et 40°, par exemple.

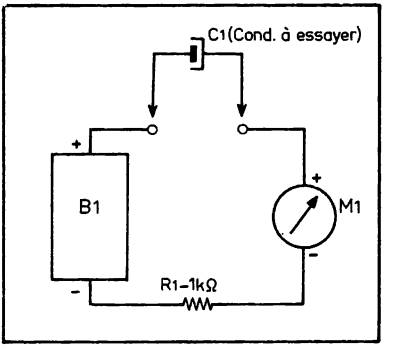


Fig. 3-28. — Montage pour mesurer le courant de fuite d'un électrochimique.

Il est relativement facile de mesurer le courant de fuite d'un électrochimique pour s'assurer qu'il se situe dans les limites « tolérables ». On se procure une batterie, B_1, constituée de piles de 1,5 V ou 4,5 V, et dont la tension totale est égale ou légèrement inférieure à la tension de service du condensateur C_1 à mesurer (fig. 3-28). Un micro-milliampèremètre M_1 est monté en série et commuté, pour commencer, sur une sensibilité peu élevée, par exemple 10 ou 15 mA, car au moment de la mise sous tension la charge de C_1 provoque un courant relativement important, qui peut représenter facilement 10 fois le courant de fuite normal, mais qui diminue très vite et reprend sa valeur normale après un certain temps. Bien entendu, avant de mettre C_1 sous tension on s'assure que ce condensateur n'est pas en court-circuit. Prévoir également une résistance de protection de quelque 1 000 Ω (R_1).

Pour faciliter au lecteur l'appréciation rapide des limites admissibles pour un courant de fuite nous avons dressé un tableau (3-8) où ces limites sont indiquées pour un certain nombre de valeurs de capacité et de tensions de service. Si on trouve un condensateur dont le courant de fuite représente, par exemple, le double de la limite « supérieure », il est prudent de l'éliminer, car la situation risque de se dégrader de plus en plus.

Tableau 3-8

Limites du courant de fuite normal pour quelques électrochimiques de valeur et de tension de service courantes

C	Courant de fuite (microampères) pour une tension de service (V) de :									
	6		10		16		25		40	
(μF)	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.
1							5	12,5	5	14
1,5							5	13,8	5	16
2,2					5	13,5	5	15,5	5	18,8
3,3					5	15,3	5	18,3	6,5	23,2
4,7			5	14,7	5	17,5	5,9	21,8	9,4	28,8
6,8			5	16,8	5,5	20,9	8,5	27	13,5	37,2
10	5	16	5	20	8	26	12,5	35	20	50
15	5	19	7,5	25	12	34	19	47,5	30	70
22	6,5	23,2	11	32	18	45,2	27,5	65	45	98
33	10,5	29,8	16,5	43	26,5	63	41	92,5	60	142
47	15	38,2	23,5	57	37,5	85	55	127	76	198
68	21,5	51	34	78	53	119	71	180	102	282
100	30	70	50	110	68	170	95	260	140	410
150	45	100	65	160	92	250	133	385	200	610
220	59,5	142	86	230	125	362	185	560	280	890
330	79	208	119	340	179	540	268	840	415	1330
470	105	292	161	480	245	760	372	1190	580	1890
680	143	420	224	690	347	1100	530	1710	840	2730
1000	200	610	320	1010	500	1610	770	2510	1220	4010
1500	290	910	470	1510	740	2410	1150	3790	1820	6010
2200	380	1210	620	2010	980	3210	1520	5010	2420	8010

Il est cependant nécessaire de dire quelques mots sur la façon dont les différents fabricants calculent le courant de fuite et la raison pour laquelle les valeurs calculées sont très différentes d'une source à l'autre.

La « vraie » valeur d'un courant de fuite ne s'établit, en réalité, qu'après 25 à 30 minutes de mise sous tension, mais on peut admettre qu'après quelque 5-6 minutes ce courant est déjà assez proche de cette valeur finale, qui est, en gros, celle qui figure dans les colonnes « Min. » du tableau. Certains fabricants, cependant, indiquent des relations qui permettent de calculer le courant de fuite après 1 minute de mise sous tension, ce qui conduit à des valeurs nettement plus élevées, comme celles qui figurent dans les colonnes « Max. » du tableau. La courbe de la figure 3-29 montre l'allure de la variation du courant de fuite entre l'instant de la mise du condensateur sous tension et 30 minutes après. L'échelle

verticale, celle du courant de fuite, étant linéaire, on peut se rendre déjà compte qu'après 1 minute le courant mesuré représente 5 à 6 fois la valeur finale.

Cependant, en dehors du problème du courant de fuite par lui-même, il y a aussi celui, et non négligeable, du stockage, c'est-à-dire de condensateurs électrochimiques qui restent inutilisés pendant un temps plus ou moins long (plusieurs mois et parfois un ou deux ans), ce qui est une chose toute à fait normale et courante dans un atelier de dépannage. Chaque fois qu'un condensateur ainsi « immobilisé » doit être remis en service, il doit subir une « préparation » dont les détails varient en fonction de la durée de non-fonctionnement.

Si ce dernier ne dépasse pas 2 mois, aucune précaution spéciale n'est à prendre et on s'assure simplement que le courant de fuite se situe dans les limites normales.

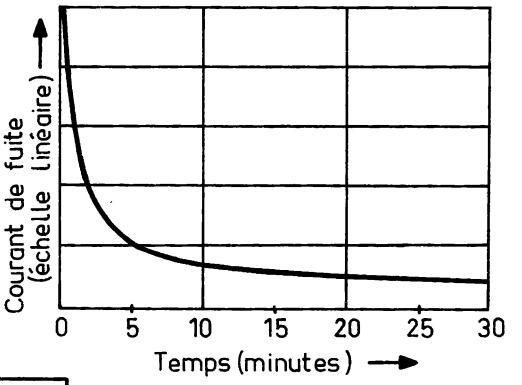


Fig. 3-29. — Allure de la variation du courant de fuite d'un condensateur électrochimique entre le moment de la mise sous tension et 30 minutes après.

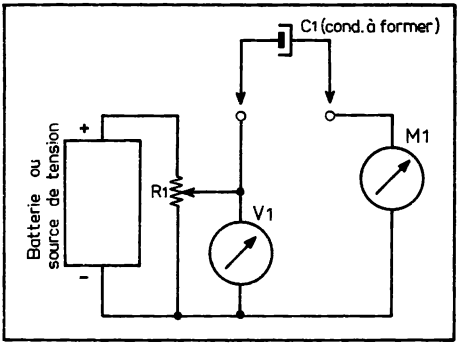


Fig. 3-30. — Montage à réaliser pour « reformer » un condensateur électrochimique resté longtemps sans utilisation.

Si la durée du stockage est comprise, en gros, entre 2 mois et un an, le condensateur doit être soumis à une tension égale ou très légèrement inférieure à sa tension de service, pendant un temps (déterminé approximativement) qui dépend de la période de non-fonctionnement : 30 secondes à 1 minute pour chaque mois. Après cette séance de « remise en forme » on procède à la mesure du courant de fuite comme indiqué plus haut.

Si la durée du stockage est comprise entre 12 et 24 mois, on procède comme ci-dessus (sous tension pendant 10 à 20 minutes, suivant le cas), mais si le courant de fuite mesuré ensuite paraît excessif, on passe à une opération plus compliquée, qui consiste à reformer le condensateur. Pour cela, on réalise le montage de la figure 3-30, où la tension de la batterie sera en rapport avec la tension de service du ou des condensateurs à reformer. La résistance du potentiomètre R_1 n'a rien de critique, et sera fonction de la tension de la batterie, de façon à provoquer un débit de quelque 10-20 mA : 500 à 1 000 Ω pour 9 V; 750 à 1 500 Ω pour 15 V, etc. La sensibilité du voltmètre V_1 sera en rapport avec la tension de service de C_1, et le micro-milliampèremètre M_1, à plusieurs sensibilités s'il le faut, devra pouvoir mesurer le courant de fuite normal ou trop élevé de C_1.

On commence par régler R_1 au minimum (tension nulle sur V_1), après quoi on connecte le condensateur à reformer et on règle R_1 de façon à provoquer un courant de fuite égal à 1,5 fois environ la valeur indiquée dans la colonne « Min. » du tableau. Augmenter progressivement, en agissant sur R_1, la tension appliquée à C_1, de façon à maintenir constant le courant de fuite, mais ne pas dépasser la tension service du condensateur « traité ». Lorsque cette tension est atteinte, laisser le condensateur en circuit pendant 4 heures environ.

S'il s'agit de condensateurs laissés sans utilisation pendant plus de 2 ans, le processus de reformage comme ci-dessus est obligatoire avant tout autre essais.

A noter que les condensateurs électrochimiques ou tantale présentent, à capacité et à tension de service identiques, un courant de fuite nettement inférieur à tout ce qui vient d'être dit. En gros, on peut dire que ce courant se situe à peu près, à la moitié des valeurs indiquées dans les colonnes « Min. » du tableau 3-8.

Conséquences d'un condensateur électrochimique défectueux

Il n'est guère possible d'envisager ou de passer en revue tous les cas possibles de pannes où interviennent des condensateurs électrochimiques, mais, d'une façon générale, nous devons rester vigilants chaque fois qu'un défaut d'isolement d'un tel condensateur (courant de fuite trop élevé) peut conduire à modifier, directement ou indirectement, le régime d'un transistor en agissant, par exemple, sur sa polarisation de base.

Suivant la structure du schéma et la polarité des transistors qui équipent le montage (*p-n-p* ou *n-p-n*) cette action peut se traduire soit par un accroissement sensible du courant de collecteur, avec même, à la longue, un danger pour le transistor concerné, soit, au contraire, par le blocage de l'étage affecté, donc par la disparition de toute réception.

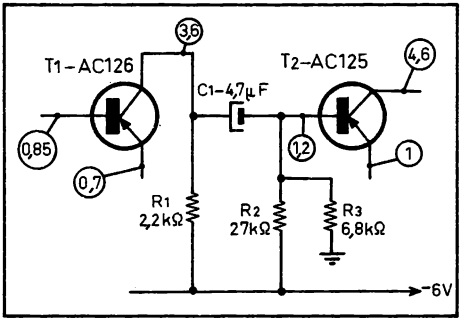


Fig. 3-31. — Un condensateur électrochimique tel que C_1, en liaison entre deux étages, peut occasionner quelques ennuis.

Prenons le cas le plus simple, celui d'un condensateur électrochimique tel que C_1 en liaison entre deux étages (fig. 3-31) et supposons la situation extrême : C_1 en court-circuit franc. Tout se passe alors comme si les résistances R_1 et R_2 étaient connectées en parallèle, formant, avec R_3 un diviseur de tension de rapport tel que la tension à la base de T_2 (et au collecteur de T_1) passe à quelque $-4,6$ V (toutes les tensions du schéma sont, bien entendu, négatives), ce qui provoque un accroissement certainement très important du courant de collecteur, dont les conséquences peuvent être aussi bien un échauffement excessif du transistor qu'une diminution très sensible du gain.

La situation ci-dessus correspond à un court-circuit dans C_1, mais il est évident qu'elle évoluera dans le même sens si C_1 « tend » vers un court-circuit, autrement dit si son courant de fuite devient excessif : la base de T_2 devient trop négative, d'où gain moindre, puissance réduite, distorsion à craindre, etc.

Le deuxième exemple est celui de la figure 3-32, où la base du transistor changeur de fréquence est alimentée par la tension négative résultant du redressement du signal F.I. par la diode D_1 et le filtrage par R_3 et C_2. Il suffit que le courant de fuite de C_2 soit excessif pour que R_3 et C_2 forment un diviseur de tension réduisant dans le même rapport la

tension (négative) à la base de T_1, ce qui peut conduire au blocage de ce transistor, au décrochage de l'oscillateur et à la disparition de toute réception.

Il est utile de signaler que les phénomènes qui accompagnent parfois un condensateur de liaison défectueux ressemblent à ceux qui caractérisent la coupure du circuit de base d'un transistor : tension de collecteur trop élevé; tensions de base et d'émetteur trop faibles. Dans ce cas, il est toujours prudent de vérifier l'état de l'électrochimique avant de changer le transistor, car on risque de se retrouver dans la même situation avec le transistor remplacé.

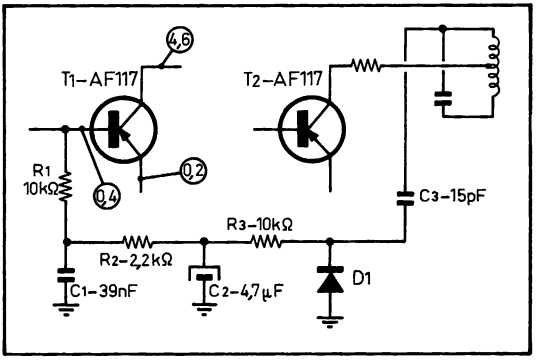


Fig. 3-32. — La polarisation de base de l'étage changeur de fréquence T_1 est obtenue par le redressement du signal F.I. Une fuite dans C_2 peut bloquer complètement l'étage T_1.

Si on découvre un transistor présentant un court-circuit collecteur-émetteur, accident dû presque toujours à un courant de collecteur excessif, voir si la cause première de cette panne n'est pas un électrochimique en liaison avec l'étage.

QUELQUES MOTS SUR LA MESURE DES INTENSITÉS

De nombreuses anomalies d'un montage à transistors peuvent être décelées par la mesure des intensités : courant de collecteur ou courant d'émetteur. Cependant, cette mesure, que tout technicien considère avec la plus grande confiance, cache un piège de taille : la résistance propre du milliampèremètre.

Lorsqu'il s'agit de dépanner un récepteur ou un téléviseur à tubes, personne ne parle de cette résistance, car elle n'a strictement aucune importance. A tel point que de très nombreux constructeurs de contrôleurs universels n'indiquent même pas cette résistance, que l'on exprime d'ailleurs, pour simplifier, en chute de tension, valeur uniforme pour toutes les sensibilités.

Donc, lorsque vous voyez, dans une notice, l'indication d'apparence inoffensive : « Chute de tension : x V », réfléchissez à ce que cela veut dire et, surtout, à ce que cela peut donner dans le cas d'un récepteur à transistors.

Cela veut dire, tout d'abord, que le contrôleur commuté en milliampèremètre et introduit, en série, dans un circuit dont on veut vérifier l'intensité présentera, à ses bornes, une chute de tension de x volt *à pleine déviation*, et cela quelle que soit la sensibilité choisie.

Or, ce nombre x est malheureusement toujours assez élevé dans les contrôleurs, à cause du principe même de ces appareils et, notamment, à cause de l'emploi du shunt dit universel. Pour être plus précis, disons que des contrôleurs de marques très connues « affichent » une chute de tension de 1,2 à 1,5 V, et que nous ne croyons pas en avoir vu « chutant » moins de 0,5 V.

Cela veut dire donc que si nous introduisons un tel milliampèremètre, ne serait-ce que dans le circuit d'alimentation générale ou, ce qui revient au même, en parallèle sur

l'interrupteur ouvert, nous pouvons avoir à la sortie, par exemple, 9 − 1,5 = 7,5 V seulement, dans un cas défavorable. Autrement dit, l'ensemble du récepteur se trouve alimenté sous 7,5 V seulement, et l'intensité indiquée par le milliampèremètre correspondra à ce régime « sous-alimenté ».

En l'absence de tout renseignement sur la chute de tension d'un milliampèremètre, on peut mesurer sa résistance propre, en réalisant l'un des montages de la figure 3-33.

Dans le montage de la figure 3-33*a*, on utilise une source de tension de 2 V tout au plus (un élément d'accumulateur, par exemple) et un potentiomètre blobiné R_1 de 10 à 20 Ω, pouvant supporter une intensité de l'ordre de 250 mA. L'appareil M, dont on veut mesurer la résistance propre r (qui peut être soit un milliampèremètre séparé, soit un contrôleur universel sur une sensibilité aussi élevée que possible : 1 mA ou même moins), est connecté en série avec une résistance R_2 de valeur connue, mais relativement faible : 300 à 500 Ω suivant la sensibilité de M. On commence par placer le curseur de R_1 tout à fait en bas et par court-circuiter R_2, après quoi on ajuste R_1 de façon à obtenir la déviation complète de M, soit un courant I_1. Sans toucher au réglage de R_1, on enlève le court-circuit de R_2 et on note la nouvelle valeur de l'intensité à travers M, soit I_2. La résistance r sera alors

$$r = \frac{I_2 R_2}{I_1 - I_2}$$

Par exemple, si nous avons

$I_1 = 10$ mA (0,01 A) et $I_2 = 2$ mA (0,002 A) avec $R_2 = 500$ Ω,

la valeur de r sera

$$r = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^2}{8 \cdot 10^{-3}} = \frac{1\,000}{8} = 125\,\Omega.$$

Or, une résistance de 125 Ω traversée par un courant de 10 mA correspond à une chute de tension de 1,25 V. C'est excessif pour un récepteur à transistors.

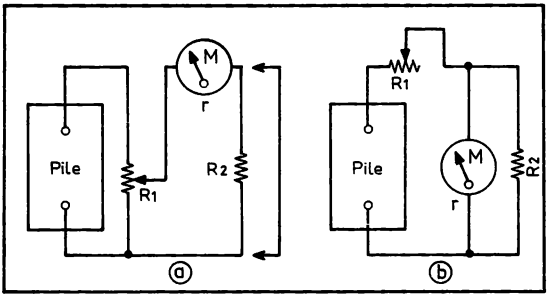


Fig. 3-33. — Montages à réaliser pour la mesure de la résistance propre d'un milliampèremètre.

Dans le montage de la figure 3-33*b*, on fait appel à une source de tension quelconque (4,5 V, par exemple) et à une résistance série variable R_1, dont la valeur doit être plusieurs fois supérieure à la valeur que l'on s'attend à trouver pour r. En parallèle sur M se trouve branchée une résistance du même ordre de grandeur que r, que l'on déconnecte, pour commencer. On règle alors R_1 de façon à obtenir la déviation complète de M et on note l'intensité correspondante I_1. On reconnecte ensuite R_2 et on lit une nouvelle valeur du courant, soit I_2. La résistance propre de M sera

$$r = R_2 \frac{I_1 - I_2}{I_2}.$$

Dans le cas particulier où $I_2 = 0{,}5\, I_1$, c'est-à-dire où la déviation avec R_2 en circuit est égale exactement à la moitié de la déviation totale, on a évidemment, pour les deux schémas $r = R_2$.

Disons, pour en terminer avec la mesure des intensités, que des milliampèremètres ou microampèremètres séparés ont, d'une façon générale, une résistance propre nettement

inférieure à celle des contrôleurs universels, à sensibilité égale. C'est ainsi que la chute de tension d'un appareil de 500 μA représente en moyenne 100 mV (0,1 V), tandis qu'un milliampèremètre de 10 mA peut descendre à 20 mV. Ces chiffres sont assez courants, mais certains constructeurs font encore beaucoup mieux.

Toujours est-il que, pour mesurer les intensités dans un récepteur à transistors, le mieux serait de se procurer ou de se construire un milliampèremètre à 3 ou 4 sensibilités (1-5-25-100 mA), par exemple, mais sans shunt universel.

TENSIONS NORMALES ET GAIN ÉTAGE PAR ÉTAGE D'UN RÉCEPTEUR CLASSIQUE

La figure 3-34 représente le schéma fonctionnel d'un récepteur que l'on rencontre très souvent dans tous les ateliers de dépannage : 7 transistors comprenant un changeur de fréquence (T_1), deux amplificateurs F.I. (T_2 et T_3), un détecteur diode (D_1) et un amplificateur B.F. à quatre transistors et liaison par transformateurs, aussi bien entre le «driver» (T_5) et l'étage de sortie (TR_1) qu'entre ce dernier et le haut-parleur (TR_2).

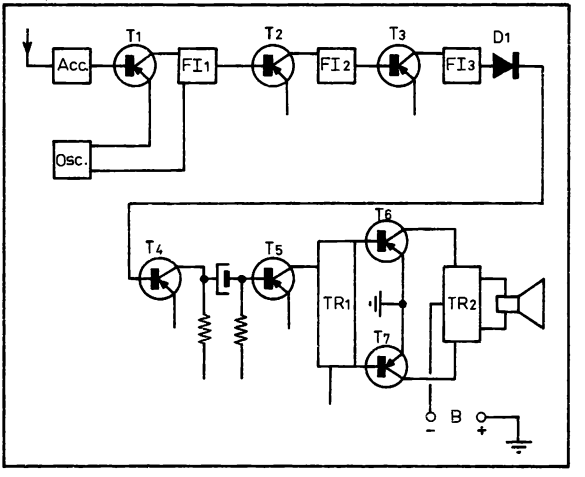


Fig. 3-34. — Schéma fonctionnel d'un récepteur courant à 7 transistors et à amplificateur B.F. à transformateurs.

Le tableau 3-9 indique, pour un certain nombre de récepteurs de ce type, la tension normale que l'on doit mesurer à la base, à l'émetteur et au collecteur de chaque transistor et aussi, pour les quatre premiers récepteurs, la tension du signal alternatif que l'on doit trouver à la base de chaque étage lorsque la puissance de sortie atteint sa valeur nominale.

Cela permet de déterminer l'ordre de grandeur du gain normal de chaque étage, ce qui est particulièrement précieux lorsqu'on travaille avec un « signal-tracer » muni d'un atténuateur étalonné et d'un indicateur de sortie gradué en décibels. Par exemple, si le signal à la base de T_2 est de 20 μV, et qu'il est de 0,6 mV (soit 600 μV) à la base de T_3, le gain en tension de l'étage T_2 est de 600/20 = 30, ce qui correspond, d'après le tableau 2-1, à un peu moins de 30 dB.

Dans l'évaluation du gain entre l'étage T_3 et le premier étage B.F. (T_4) il faut tenir compte d'une « perte » introduite par la détection. Par exemple, si nous avons 0,5 mV à la base de T_3 et 10 mV à celle de T_4, le gain réel en tension de l'étage T_3 ne serait pas de 20, comme ces chiffres pourraient le faire croire, mais d'environ le double.

Une remarque à propos des tensions indiquées pour la base, l'émetteur et le collecteur de presque tous les transistors. Pour simplifier la notation, aucun signe, — ou +, ne précède les chiffres représentant la tension normale, mais dans tous les récepteurs où la tension de base est systématiquement plus élevée que celle d'émetteur, les tensions

indiquées sont négatives par rapport à la masse, réunie au pôle « plus » de la batterie d'alimentation. C'est le cas, par conséquent, des récepteurs 1, 2, 3, 4, 7, 8 et 9. Dans les récepteurs 5 et 6 la tension de base est, pour tous les transistors, plus faible que celle d'émetteur. Toutes les tensions sont donc positives par rapport à la masse, réunie au « moins » de l'alimentation.

Tableau 3-9

Tensions normales et sensibilité des différents étages de quelques récepteurs courants à 7 transistors et à transformateurs

		T_1			T_2			T_3			T_4			T_5			T_6 - T_7		
		b	e	c	b	e	c	b	e	c	b	e	c	b	e	c	b	e	c
1	Transistor		AF127			AF127			AF125			AC125			AC125			AC132	
	Tension continue	1,15	1	5,2	1,15	0,9	4,2	1,4	1,2	8,3	0,2	0,06	4,8	0,9	0,75	8,7	0,15	0	8,9
	Tension altern. base		2 à 8 µV			50 µV env.			0,5 mV env.			10 mV env.			150 mV env.			H.P. 1V(225mW)	
2	Transistor		AF125			A124			AF125			AC132			AC132			AC132	
	Tension continue	0,5	0,4	5	0,15	0	2à6	0,15	0	3	0,1à0,25	0,05à0,2	1,5	0,2	0	8,5	0,12	0,05	9
	Tension altern. base		3 à 5 µV			30 à 50 µV			1,1 à 1,3 mV			15 à 20 mV			0,12 à 0,2 V			H.P. 0,98V(180mW)	
3	Transistor		AF125			AF124			AF125			AC 125			AC125			AC132	
	Tension continue	0,65	0,5	2,5	0,3	0	4	0,3	0	3	0,25	0,1	5	0,6	0,5	8,8	0,1	0	9
	Tension altern. base		3 à 5 µV			20 à 30 µV			0,8 à 1 mV			10 à 15 mV			0,12 à 15 V			H.P. 0,82V(150mW)	
4	Transistor		AF126			AF127			AF127			AC 125			AC125			AC132	
	Tension continue	1,3	1,2	6	0,7	0,45	5,5	1,2	1	7,7	0,3	0,15	1,4	1,4	1,2	8,8	0,15	0,1	9
	Tension altern. base		1 à 3 µV			20 à 30 µV			0,5 à 0,6 mV			3 à 6 mV						H.P. 0,71V(225mW)	
5	Transistor		AF105			AF105			AF105			AC126			AC125			AC128	
	Tension continue	6	6,2		6,6	6,9		6,7	6,9		6,1	6,4		6,2	6,5		7,4	7,5	
6	Transistor		AF105			AF105			AF105			AC162			AC162			AC152	
	Tension continue	6,6	6,8		7,2	7,7		7,5	7,8				4,4	6,9			8,3	8,5	
7	Transistor		AF106			AF116			AF116			AC151-VI			AC151 V			AC152	
	Tension continue	0,6	0,35	6,8	0,37	0,15	5,6	0,8	0,56	7,2	0,08	0	2,6	1,1	0,95	7,8	0,15	0,02	8
8	Transistor		AF125			AF125			AF125			AC126			AC125			AC128	
	Tension continue	0,54	0,4	7,4	0,65	0,5	7,7	1,05	0,9	7,7	1	0,94	5,2	1,5	1,45	7,7	0,18	0,02	8,1
9	Transistor		AF117			AF117			AF117			AC126			AC128			AD130	
	Tension continue	0,4	0,2	4,6	1,2	1,1	3,7	1,2	0,8	4,3	0,85	0,7	3,6	0,95	0,7	4,6	0,25	0,06	6,3

Lorsqu'une tension de collecteur manque sur certains schémas, mais que l'on trouve l'indication de la tension d'émetteur, il est très facile de reconstituer la première, comme nous allons le voir sur un exemple, représenté par le schéma de la figure 3-35. Il suffit de se rappeler que le courant d'émetteur représente la somme des courants de base et

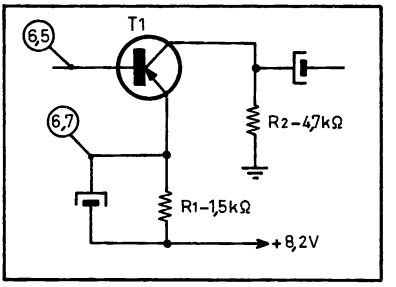


Fig. 3-35. — Si la tension de collecteur manque sur un schéma, mais que l'on connaît celle d'émetteur, il est facile de déterminer celle de collecteur.

de collecteur. Or, le courant de base, dans ce genre d'amplificateurs, est toujours au moins 10, 15 ou 20 fois plus faible que le courant de collecteur et nous pouvons le négliger sans grand inconvénient. Or, quelle est la chute de tension sur R_1? Elle est, bien entendu, de 8,2 — 6,7 = 1,5 V, ce qui montre que le courant qui traverse cette résistance est de 1 mA. La chute de tension sur R_2 est donc de 4,7 V, positive par rapport à la masse.

QUELQUES STATISTIQUES

Ces statistiques ont été établies par un de nos lecteurs, M. *E. Bonin*, et nous sommes persuadé qu'elles intéresseront beaucoup de techniciens.

Voici, en premier lieu, la répartition en quelque sorte « technique » des pannes sur 360 interventions :

Coupure d'une connexion ou dans le circuit imprimé	41
Condensateur variable en court-circuit	20
Coupure de fils de l'antenne-ferrite (dont 9 avec ferrite cassée)	42
Mauvais contact dans le commutateur de gammes	25
Potentiomètre (crachement ou coupure)	28
Mauvaise soudure d'origine (soudure « sèche »)	10
Coupure de transformateur F.I.	8
Coupure de transformateur B.F. (surtout driver)	16
Fuite entre enroulements d'un transformateur B.F.	2
Haut-parleur décentré ou bobine mobile coupée	16
Résistances remplacées	10
Condensateurs électrochimiques (5 à 500 µF)	17
Autres condensateurs	11
Réparations de cadran ou des fils d'alimentation	24
Transistors remplacés	86
dont 31 H.F. ou F.I.	
10 préamplif. B.F.	
45 sortie B.F.	
Diodes remplacées	4

Voici maintenant les causes véritables de quelque 218 cas de pannes où l'on a la surprise de constater que la qualité des composants n'a qu'une part de responsabilité atténuée :

Récepteurs en panne par suite d'une chute (constatée ou avouée par le client) . . . 96
Récepteurs « bricolés » par le client ou par une personne incompétente 33
Récepteurs ayant exigé un réalignement en F.I. 33
Pannes dues aux transistors 56

Si on analyse tous ces renseignements on peut dire que 40 % des pannes sont dues à une chute de l'appareil, 52 % aux composants et environ 8 % à des causes diverses.

COMMENT VÉRIFIER RAPIDEMENT UNE DIODE OU UN TRANSISTOR

Dans de nombreux cas, c'est la défaillance d'un transistor (ou d'une diode) qui est à l'origine d'une panne franche ou d'un fonctionnement anormal. Bien sûr, des mesures de tensions et de résistances effectuées autour du présumé coupable finissent par nous donner la quasi-certitude de sa défaillance, mais il reste toujours une part de doute, la possibilité d'une interprétation erronnée des mesures et la perspective d'un remplacement inutile et souvent fastidieux, car le dessoudage d'un transistor et la remise à sa place d'un autre n'est pas toujours une opération simple.

Donc, il faut avoir à sa disposition les moyens d'essayer une diode ou un transistor suspects, opération qui, dans certains cas, peut se faire sans dessouder le semiconducteur ou, tout au plus, en coupant certains circuits plus faciles d'accès.

Mais lorsqu'on dit « essayer », cela signifie que l'on sait ce qui est normal et ce qui ne l'est pas, ce qui est bon et ce qui est mauvais. C'est pour cela que nous croyons utile de rappeler, avant tout, quelques « vérités premières » sur les transistors et leur comportement.

COMPORTEMENT DES DIODES ET DES TRANSISTORS

Tous les semiconducteurs, de quelque type qu'ils soient, diodes simples, transistors de toute puissance, thyristors, triacs, transistors unijonction ou à effet de champ etc., ne sont que des assemblages de « plaquettes » ou de « zones » de semiconducteurs *n* (négatifs) ou *p* (positifs), dont la juxtaposition forme ce qu'on appelle des jonctions : une pour les diodes; deux ou plus pour les transistors et autres dispositifs plus ou moins sophistiqués.

Les caractéristiques particulières de chaque semiconducteur dépendent de la configuration de l'assemblage des zones *n* et *p* et de la « concentration » de ces dernières.

Diodes

Une jonction polarisée en direct en inverse

Lorsqu'on met en contact un semiconducteur *n* et un semiconducteur *p* on crée ce que l'on appelle généralement une jonction *n-p*, mais que l'on pourrait tout aussi bien bâptiser *p-n*. Bien entendu, lorsque nous disons « mettre en contact », ce n'est qu'une façon de parler, car la réalisation pratique des jonctions est une opération hautement minutieuse que nous ne pouvons guère développer ici.

Supposons maintenant qu'une certaine tension se trouve appliquée aux deux extrémités d'un ensemble *n-p* (fig. 4-1), et que, pour commencer, la polarité de cette source soit telle que le « plus » de la batterie soit connecté à *p* et le « moins » à *n*. Un courant s'établit alors à travers la jonction, dont la résistance devient relativement faible. Il est donc important de se rappeler que :

Une jonction alimentée en polarité directe, c'est-à-dire n *au négatif de la source de tension et* p *au positif, se comporte comme un conducteur ayant une certaine résistance faible.*

On dit alors que cette jonction est *ouverte*, *conductrice* ou *passante*.

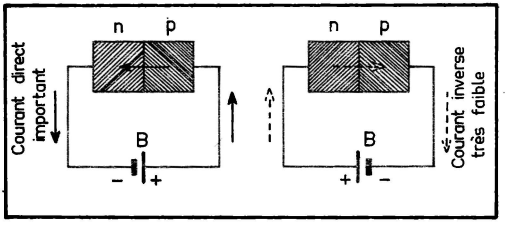


Fig. 4-1. — Une jonction *n-p* laisse passer un courant notable ou très faible, suivant la polarité de la tension qui lui est appliquée.

Si maintenant on inverse la polarité de la batterie, un très faible courant va se manifester, dont la particularité est d'être très sensible à la température : plus cette dernière est élevée, plus le courant inverse est important, relativement, bien entendu.

Donc, une jonction alimentée en polarité inverse, c'est-à-dire n *au positif de la source de tension et* p *au négatif, se comporte comme une résistance très élevée.*

Pour préciser, disons que « très élevée » signifie, en fait, très élevée par rapport à la résistance directe. Il existe, en effet, comme nous le verrons plus loin, des jonctions n'admettant qu'un courant direct maximal de quelques dizaines de milliampères, et d'autres, dont le courant direct maximal peut atteindre plusieurs ampères et même plusieurs dizaines d'ampères. Dans le premier cas, la résistance directe se chiffre par quelques centaines ou dizaines d'ohms et la résistance inverse par quelques centaines de mille ou même quelques mégohms. Dans le second, la résistance directe peut n'être qu'une fraction d'ohm et la résistance inverse de quelques dizaines de mille.

De la jonction à la diode

Les diodes ne sont autre chose que la réalisation pratique des jonctions dont il a été question plus haut. Elles représentent une très large section des composants semiconducteurs, avec des modèles innombrables, partagées en un certain nombre de « familles » bien déterminées, répondant aux besoins également bien délimités : traitement de petits signaux (faible puissance), redressement de courants industriels, stabilisation, capacité variable etc. (fig. 4-2).

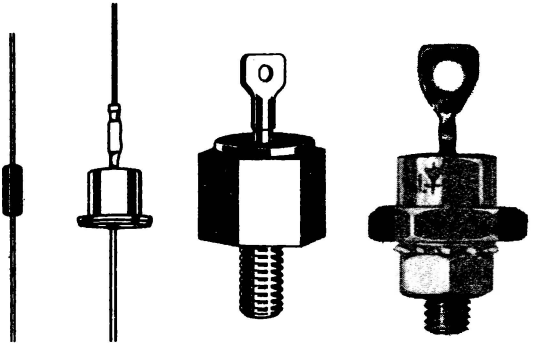


Fig. 4-2. — Aspect extérieur de quelques diodes de différentes puissances (dimensions très sensiblement réelles).

Deux matériaux semiconducteurs constituent les éléments de base de pratiquement toutes les diodes de types courants : *germanium* et *silicium*. Bien entendu, la jonction nécessaire est formée par du germanium *n* d'un côté et du germanium *p* de l'autre s'il s'agit d'une diode au germanium, et par du silicium *n* et *p* si on a affaire à une diode au silicium.

On peut dire, en gros, que les diodes au germanium, ne sont utilisées que dans des circuits à très faible puissance et que, de ce fait, elles constituent, en quelque sorte, une minorité dans la grande famille des diodes de tout type.

Représentation schématique et repérage des sorties

La représentation schématique d'une diode traduit d'une façon particulièrement nette son comportement : la pointe du triangle (fig. 4-3*a*) est dirigée dans le sens de la conduction, lorsque l' « anode » A est positive par rapport à la « cathode » C, termes qui sont un souvenir des tubes diodes et qui sont plus commodes à utiliser que « zone *n* » ou « zone *p* ».

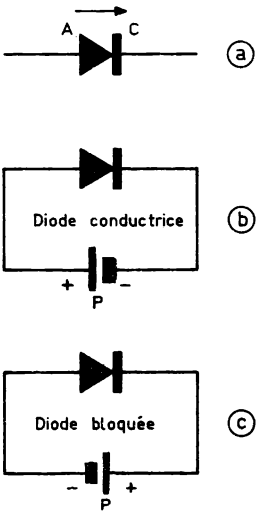


Fig. 4-3. — Représentation schématique d'une diode et ses deux états possibles : conductrice ou bloquée.

En résumé, une diode est dite *conductrice* lorsque son anode est positive par rapport à sa cathode (fig. 4-3*b*) et *bloquée* lorsque la polarité de la tension appliquée est inversée (fig. 4-3*c*). Il est donc important, lorsqu'on se trouve en présence d'une diode inconnue, de repérer ses sorties d'anode et de cathode, de façon à l'utiliser dans le sens qui convient à tel ou tel montage. Disons tout de suite que l'inversion d'une diode se traduit toujours par une anomalie de fonctionnement, dont les conséquences peuvent passer parfois presque inaperçues, mais entraîner aussi, dans beaucoup de cas, la destruction des éléments associés à la diode inversée et celle de la diode elle-même.

Repérage par l'aspect extérieur

Ne parlons pas de cas où le symbole de la figure 4-3a se trouve imprimé sur le corps de la diode, comme le font de nombreux fabricants. Cela évite, évidemment, toute confusion, mais il arrive, malheureusement, que ce symbole soit effacé, ce qui est assez fréquent lorsqu'il s'agit d'une diode ayant déjà servi pendant longtemps. Force nous est alors de tenter un premier repérage par l'aspect extérieur.

Lorsqu'on a affaire à une toute petite diode en verre, l'extrémité correspondant à la cathode est très souvent colorée, généralement en rouge.

S'il s'agit d'une diode en forme d'un petit tube de quelque 8 à 12 mm de longueur, aux extrémités arrondies et comportant une, deux ou trois bandes colorées vers l'une des extrémités (fig. 4-4*a*), c'est cette dernière qui correspond à la cathode. La couleur de la bande (ou des bandes) est un code particulier à chaque fabricant et qui désigne le type de la diode, de sorte que nous ne pouvons guère en parler ici. Il faut simplement retenir que les diodes ayant cet aspect sont pratiquement toutes au germanium et à pointe, destinées à des fonctions telles que détection radio et vidéo, limiteurs et discriminateurs des téléviseurs couleurs, etc.

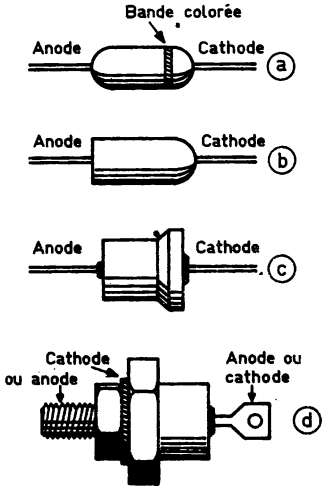


Fig. 4-4. — Repérage des sorties d'anode et de cathode par l'aspect extérieur de la diode.

Si l'on se trouve en présence d'une diode telle que *b* de la figure 4-4, ayant la forme d'un cylindre de quelque 3,5 à 7 mm de diamètre, de 7 à 13 mm de longueur environ et arrondi à l'une des extrémités, la cathode se trouve du côté de cette dernière. Il s'agit ici de diodes au silicium, prévues pour le redressement des tensions alternatives de 100 V et plus, et admettant un courant de 0,5 à 1A. Les diodes ayant l'aspect *c* de la figure 4-4 correspondent, en tant que domaine d'utilisation, à celles de la figure *b*. Leurs dimensions sont, en moyenne, pour le diamètre, de 10 mm pour la partie la plus large et quelque 7 mm pour le corps, la longueur étant de 6 à 9 mm. La cathode se trouve ici du côté de la partie la plus large.

La situation est plus ambiguë lorsqu'on a affaire à une diode de grande puissance comme celle de la figure 4-4*d*. En effet, ces éléments existent en deux variantes : cathode réunie à la cosse de droite et anode au corps du boîtier, à la vis et à l'écrou de fixation, ou inversement. Donc, si aucune indication n'est plus lisible sur le boîtier, la seule solution pour repérer la polarité reste l'essai électrique.

Repérage à l'aide d'un ohmmètre

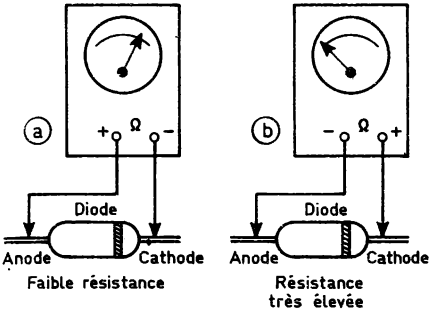
Pratiquement tous les contrôleurs, électroniques ou non, sont prévues pour mesurer des résistances. Cependant, pour repérer avec certitude les sorties d'une diode inconnue, il est nécessaire de connaître la polarité des bornes de l'ohmmètre, que l'on peut déterminer très facilement à l'aide d'une pile torche de 1,5 V. On commute l'ohmmètre sur la gamme correspondant à quelque 100 kΩ comme résistance maximale mesurable, et on connecte la pile de 1,5 V à ses bornes, comme si on voulait mesurer sa résistance (fig. 4-5). Si l'aiguille dévie un peu, indiquant une résistance de 10 kΩ, par exemple la polarité de l'ohmmètre est la même que celle de la pile (fig. 4-5 *a*). Si l'aiguille va à fond, comme s'il s'agissait d'un court-circuit, la polarité de l'ohmmètre est inverse de celle de la pile (fig. 4-5*b*).

Le repérage de la polarité d'un ohmmètre devient encore plus simple si nous avons sous la main une diode quelconque dont nous connaissons les sorties d'anode et de cathode.

L'appareil étant toujours sur la gamme 100 kΩ, on connecte la diode « connue » à ses bornes et on regarde l'aiguille (fig. 4-6). Si elle indique une résistance relativement faible, par exemple 500 à 1 000 Ω, le « plus » de l'ohmmètre correspond à la borne connectée à l'anode (fig. 4-6*a*). Si l'aiguille n'accuse qu'une déviation à peine perceptible ou reste immobile, c'est le « moins » de l'ohmmètre qui correspond à l'anode (fig. 4-6*b*).

Une fois la polarité de l'ohmmètre déterminée, nous pouvons procéder au repérage des sorties de n'importe quelle diode, en opérant comme il est indiqué dans la figure 4-6 : si la résistance lue est de l'ordre de 400 à 1 000 Ω, l'anode de la diode correspond au « plus » de l'ohmmètre; si la résistance indiquée est très élevée, c'est la cathode qui se trouve connectée au plus.

Fig. 4-5. — Repérage de la polarité d'un ohmmètre à l'aide d'une pile de 1,5 V.



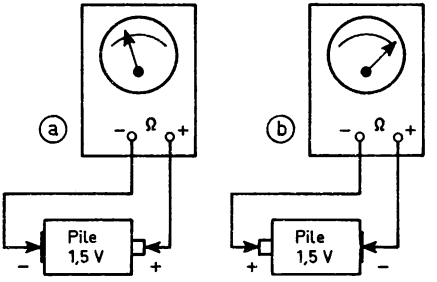


Fig. 4-6. — Repérage de la polarité d'un ohmmètre à l'aide d'une diode dont on connaît les sorties. Ce même montage sert à l'essai d'une diode inconnue.

Mais il est prudent, puisqu'il s'agit d'une diode inconnue, c'est-à-dire dont nous ignorons l'état, de ne pas se contenter d'une seule mesure. Autrement dit, après avoir repéré l'anode et la cathode par l'un des montages de la figure 4-6, on inverse la diode. Si la première mesure nous a donné une résistance faible; nous devons, avec la diode inversée, lire une résistance très élevée. Si, au contraire, la résistance mesurée dans un sens était très élevée, nous devons obtenir, dans l'autre sens, une résistance faible.

Les deux résistances étant très différentes (rapport de 100 à 200, au moins), on peut considérer que la diode essayée est bonne. Mais si nous trouvons, dans les deux sens, une résistance faible, la diode doit être considérée comme « claquée ». Si, au contraire, la résistance reste très élevée dans les deux sens, la diode est « coupée ».

Enfin, si nous trouvons une diode dont la résistance « directe » est normalement faible, mais dont la résistance « inverse » n'est pas suffisamment élevée et ne représente, par exemple, que 5 à 10 fois la résistance directe, nous devons la mettre au rebut.

Quelques mots encore sur l'influence de l'ohmmètre utilisé et de sa gamme choisie sur la valeur des résistances lues. Le plus souvent, on trouve des ohmmètres dont la source de tension est constituée par une pile de 1,5 V, mais il existe également des appareils alimentés sous 3V ou même plus pour la mesure des résistances élevées, supérieures à 1 MΩ, par exemple.

Or, une diode, placée dans les conditions de mesure de sa résistance directe suivant le montage de la figure 4-6*a* fonctionne dans la portion non linéaire de sa caractéristique, ce qui veut dire que sa résistance dépend de la tension qui lui est appliquée et de l'intensité qui la traverse. Autrement dit, si l'on mesure la résistance directe d'une diode sur la gamme 100 kΩ, par exemple, et qu'on répète la même opération sur la gamme 1 kΩ, on trouve deux valeurs nettement différentes.

Ainsi, une diode BY100, qui est du type *c* de la figure 4-4, accuse une résistance directe de 950 Ω environ sur la gamme 100 kΩ, et d'un peu plus de 20 Ω seulement sur la gamme 1 kΩ. Pour une petite diode au germanium (OA85), on trouve, respectivement, 450 Ω et un peu plus de 100 Ω.

Il convient donc, si l'on veut avoir des chiffres comparables, d'effectuer les mesures toujours avec le même ohmmètre et sur la même gamme. Celle de 100 kΩ (2 000 Ω au milieu de l'échelle) offre, à notre avis, un double avantage : les résistances de l'ordre de 100-300 Ω y sont encore parfaitement lisibles, tandis qu'une résistance inverse trop faible, nettement inférieure à 100 kΩ, est immédiatement décelée.

Repérage à l'aide d'un voltmètre

On utilise une pile classique de 4,5 V, type « lampe de poche » et on connecte à ses bornes, la diode à essayer suivant le montage de la figure 4-7 (rappelons que le « plus » d'une pile de ce type correspond à la lame courte). Ensuite, à l'aide d'un voltmètre, commuté sur la sensibilité 5 ou 7,5 V, on mesure la chute de tension sur la diode. Si on trouve une tension faible, de l'ordre de 0,2 à 0,5 V, cela veut dire que la diode est conductrice et que son anode (A) se trouve du côté « plus » de la pile (fig. 4-7*a*). Si, au contraire, la tension sur la diode est pratiquement égale à celle de la pile, c'est la cathode (C) qui se trouve du côté « plus » de la pile.

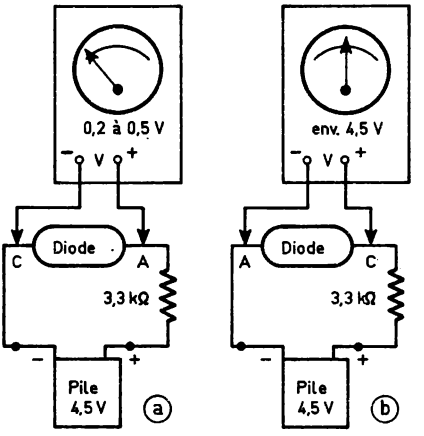


Fig. 4-7. — Essai d'une diode à l'aide d'un voltmètre, dans le sens de la conduction et dans le sens inverse.

On en profite pour vérifier la qualité de la diode, en répétant la mesure après avoir inversé la pile. Si tout va bien, nous devons trouver une tension faible (0,2 à 0,5 V) si la première mesure nous a donné à peu près 4,5 V et inversement.

Toute diode qui fait apparaître une chute de tension trop faible ou trop élevée dans les deux sens ou qui présente une chute de tension inverse (fig. 4-7*b*) nettement plus faible que la tension de la pile doit être considérée comme défectueuse.

Notons, à ce propos, que dans les conditions de mesure de la figure 4-7, le courant direct (fig. 4-7*a*) est de quelque 1,1 à 1,2 mA. La chute de tension sur la diode étant de 0,2 à 0,5 V, suivant la diode essayée, on voit que la résistance directe correspondante se situe entre 180 et 400 Ω à peu près.

Quant au courant inverse, il est pratiquement négligeable lorsqu'il s'agit d'une diode silicium en bon état, ce qui se traduit, dans le cas de la figure 4-7*b*, par une chute de tension également négligeable sur la résistance de 3,3 Ω ou du moins non mesurable à l'aide d'un contrôleur normal, même possédant une sensibilité de 0,5 ou 0,3 V.

Lorsque la diode essayée est au germanium, son courant inverse, bien que normalement très faible (1 à 3 μA), détermine aux bornes de la résistance de 3,3 kΩ une chute de tension parfaitement mesurable si l'on possède un voltmètre sensible, puisqu'elle est de l'ordre de 5 à 10 mV. Une telle mesure nous permet, éventuellement, de nous assurer que le courant

inverse n'est pas trop élevé, ce qui équivaut à une résistance inverse trop faible, donc à une diode « suspecte ».

Bien entendu, si nous constatons la présence d'un courant inverse « lisible » avec une diode silicium, il y a de fortes chances pour qu'elle soit en mauvais état.

Repérage à l'aide d'une ampoule

Cet essai ne peut être effectué que sur des diodes capables de supporter un courant direct de 100 à 200 mA, c'est-à-dire celles dont l'aspect correspond aux croquis *b*, *c* et *d* de la figure 4-4. On utilise une pile de 4,5 V, comme celle de la figure 4-7, et une ampoule pour lampe de poche, généralement de 3,5 V, 0,1 à 0,2 A.

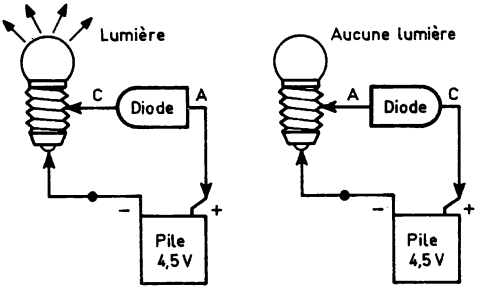


Fig. 4-8. — Essai d'une diode de puissance à l'aide d'une ampoule 3,5 V-0,1 à 0,2 A.

On réalise alors le montage de la figure 4-8 : si l'ampoule s'illumine, la diode est conductrice et son anode est du côté « plus « de la pile; si l'ampoule reste éteinte, la diode est bloquée et c'est sa cathode qui se trouve du côté « plus ».

Il est bon de faire cet essai deux fois, avec la diode dans un sens, puis dans l'autre. Si l'ampoule s'allume ou reste éteinte aux deux essais, la diode est défectueuse : claquée ou coupée.

Comportement d'une diode conductrice

La meilleure façon de se rendre compte de la façon dont varie le courant à travers une diode, lorsqu'on applique à cette dernière une tension de plus en plus élevée, est de le faire expérimentalement en réalisant le montage très simple de la figure 4-9. Il comprend une batterie B, de 4,5 V du type lampe de poche pour les premières expériences, un potentiomètre R_1 de 2 kΩ qui la shunte et qui permet de prélever une portion plus ou moins grande de la tension disponible, et un circuit constitué d'un deuxième potentiomètre, R_2, de 1 000 Ω, d'un milliampèremètre M et de bornes ou pinces auxquelles on connecte la diode à analyser (D). Un voltmètre (V_1) doit être placé en parallèle sur la diode pour mesurer, à chaque instant, la chute de tension qui s'y produit.

L'ensemble peut être réalisé en montage « volant », sur une platine quelconque où il est bon de prévoir la possibilité d'ajouter une autre résistance, fixe, en série avec R_2, dont nous aurons besoin plus tard.

Les deux appareils de mesure seront, bien entendu, extérieurs et constitués par ce que l'on peut avoir sous la main : contrôleur-multimètre sur les sensibilités 50 μA à 20 mA pour M; voltmètre électronique ou un autre multimètre sur les sensibilités 0,5 V à 15 V pour V_1. Il est nécessaire, pour les quelques expériences élémentaires que nous allons décrire, que M puisse mesurer des courants de 1 à 2 μA et que V_1 soit capable de nous indiquer des chutes de tension de 0,1 V.

Le courant direct

En possession de notre « installation » de la figure 4-9, nous allons commencer par analyser le comportement d'une *petite diode au germanium*, par exemple une OA90.

Avant de la mettre en place, on s'assure que le curseur de R_1 est en *a* et que celui de R_2 se trouve en *c* (résistance en court-circuit). Après cela, la diode étant mise en place dans le bon sens et les deux appareils de mesure connectés correctement, on commence par agir très lentement sur R_1 de façon à appliquer une tension de plus en plus élevée au circuit de mesure. Et on constate alors deux phénomènes caractéristiques du comportement d'une diode :

a) Le courant direct I_d ne « démarre » qu'avec un certain retard par rapport à la tension V_d appliquée à la diode. Autrement dit, cette tension atteint quelque 0,07 V, par exemple, sans que l'aiguille de M accuse la moindre déviation perceptible, s'il s'agit d'un microampèremètre de 300 μA. Et ce n'est qu'à partir de $V_d = 0{,}1$ V environ que l'on voit l'aiguille de M bouger et indiquer un courant très faible, de 10 à 15 μA:

b) Après le franchissement de ce « seuil de conduction », le courant I_d augmente très vite : 65 μA pour $V_d = 0{,}15$ V; 260 μA pour 0,2 V; 500 μA pour 0,24 V; 10 mA, enfin, pour 0,95 V. Si l'on va plus loin, on constate que les accroissements du courant I_d sont de plus en plus importants pour les accroissements correspondants de plus en plus faibles de la tension V_d. En d'autres termes, la tension aux bornes de la diode tend vers une limite qui, pour une diode telle que OA90 ou similaire, se situe vers 1,2 V en présence d'un courant maximal admissible en service prolongé. Ce courant varie, bien entendu, d'un type de diode à l'autre, mais se tient généralement vers 20 mA, valeur qu'il est bon de ne pas dépasser lors des différentes expériences.

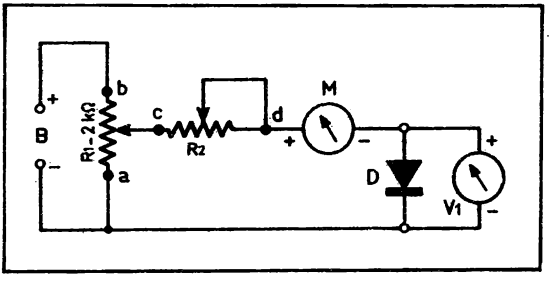


Fig. 4-9. — Schéma d'un montage expérimental, permettant de relever les caractéristiques d'une diode.

Prenons maintenant une *petite diode au silicium*, BA182, du type miniature en boîtier plastique, et refaisons les mêmes essais que précédemment. Nous allons constater immédiatement une différence fondamentale : le seuil de conduction est très nettement plus reculé qu'avec une diode germanium. En effet, la naissance du courant I_d, à peine perceptible et que l'on peut évaluer à moins de 5 μA, ne se produit qu'à partir d'une tension $V_d = 0{,}4$ V aux bornes de la diode. Ensuite, la croissance du courant en fonction de la tension présente une allure semblable à celle d'une diode au germanium avec, cependant, une chute de tension V_d plus élevée à courant égal : 0,55 V pour 70 μA; 0,67 V pour 1mA 0,74 V pour 5 mA, etc.

On dit souvent que les diodes germanium et silicium se distinguent par la chute de tension directe à leurs bornes, qui est de l'ordre de 0,3 V pour les prmeières et de 0,7 V pour les secondes. D'après ce que nous venons de voir, cela n'est vrai, bien entendu que dans les conditions moyennes de fonctionnement, c'est-à-dire lorsqu'une diode est utilisée avec un courant I_d tel qu'elle se trouve franchement conductrice, mais qui reste nettement inférieur au courant maximal qu'elle peut supporter.

Il suffit, pour s'en convaincre, d'effectuer les mesures que nous venons de faire sur une diode silicium de puissance telle que BY 100, pouvant supporter un courant direct de l'ordre de 1 A et même plus. Nous constaterons que si cette diode « démarre » à peu près de la même façon que la BA182, la croissance du courant I_d en fonction de la tension V_d est plus lente au début, puisque nous trouvons 0,5 V pour 1 mA et 0,59 V pour 5 mA. Et ce n'est qu'avec $I_d = 20$ mA que nous atteignons la chute de tension » standard » de $V_d = 0{,}7$ V.

La diode en série avec une résistance. L'effet stabilisateur

Reprenons notre montage d'essai de la figure 4-9 et voyons ce qui se passe si nous intercalons en série ave R_2 une résistance fixe de 10 kΩ (R_3, fig. 4-10). Le curseur de R_2 peut être en *c* ou en *d*; cela n'a aucune importance pour ce que nous avons à faire. Pour avoir une « marge » de mesures plus importante, nous remplacerons la pile de 4,5 V par une batterie constituée de trois piles de ce type en série, soit une tension d'alimentation nominale de 13,5 V.

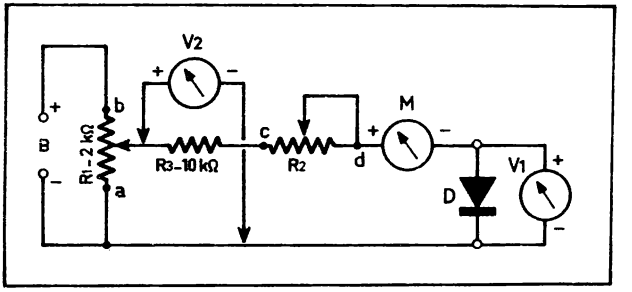


Fig. 4-10. — Montage expérimental, inspiré de la figure 4-9, permettant de mettre en évidence l'effet stabilisateur d'une diode.

Enfin, il nous faudra pouvoir mesurer la tension entre le curseur de R_1 et le « moins » de la batterie, pour chaque valeur de la tension lue aux bornes de la diode D. Si nous avons la chance de posséder un deuxième voltmètre, nous l'utiliserons donc en V_2. Sinon pour chaque mesure, nous nous contenterons de déplacer la connexion « plus » de V_1 sur le curseur de R_1, en changeant de sensibilité s'il le faut, bien entendu.

Nous procédons donc à une série de « relevés », tout comme nous avons fait pour tracer la courbe d'une diode, mais nous avons une information supplémentaire : la tension à l'entrée du circuit, indiquée par le voltmètre V_2. Les résultats de l'expérience, que nous avons effectuée avec une diode OA90, sont réunis dans le tableau 4-1.

Tableau 4-1

Effet stabilisateur d'une diode en série avec une résistance

OA90		BA182	
V_d (V)	I_d (mA)	V_d (V)	I_d (mA)
0,15	0,065	0,55	0,070
0,20	0,260	0,60	0,235
0,24	0,500	0,67	1
0,30	1	0,70	2
0,40	2	0,71	3
0,48	3	0,74	5
0,64	5		
0,95	10		

La tension réelle de la batterie était, pendant ces mesures, de 13,2 V et le tableau précédent nous permet de faire plusieurs constatations intéressantes. Tout d'abord, la présence d'une résistance en série ne change en rien le rapport entre la tension V_d et l'intensité I_d. Mais le plus remarquable est le fait que des variations importantes de la tension à l'entrée ne se traduisent que par des variations beaucoup moins marquées de la tension aux bornes de la diode. Par exemple, lorsque la tension à l'entrée varie de 1,3 à 13,2 V, soit un rapport de 1 à 10, la tension V_d ne varie que de 0,165 V à 0,340 V, soit un rapport

légèrement supérieur à 2 seulement, ce qui permet de dire que le coefficient de stabilisation du circuit est très voisin de 5 : les variations de la tension à l'entrée sont réduites de 5 fois.

Si nous répétons le même essai avec la diode silicium BA182, la tension V_d sera, à intensité égale, évidemment plus élevée, mais ce qui est beaucoup plus intéressant, c'est le fait que la stabilisation sera bien meilleure. Pour fixer les idées, disons que la tension d'entrée variant de 0,7 à 10,7 V environ (rapport supérieur à 15) n'entraîne, aux bornes de la diode, qu'une variation de tension de 0,5 à 0,67 V (rapport 1,34). Le coefficient de stabilisation qui en résulte est donc supérieur à 11 (15/1,34 = 11,2).

Sans entrer dans des considérations théoriques, mais en comparant, simplement, les résultats ci-dessus, nous pouvons tirer une conclusion : la stabilisation est d'autant meilleure que le coude inférieur de la caractéristique est plus brusque et que la pente de la courbe est plus « raide ».

Bien sûr, la portée pratique de ces montages stabilisateurs élémentaires est assez réduite, d'une part parce que les tensions que l'on peut obtenir sont faibles et d'autre part à cause du coefficient de stabilisation tout compte fait assez limité.

Néanmoins, on trouve ce type de stabilisateurs dans des récepteurs radio, où il est souvent souhaitable de maintenir constante la polarisation de base de certains étages.

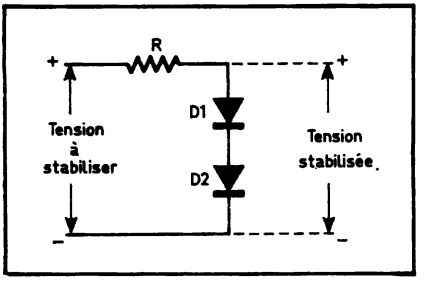


Fig. 4-11. — Pour obtenir des tensions stabilisées plus élevées, on peut mettre deux (ou plus) diodes en série.

Nous verrons par la suite qu'il existe des diodes spéciales, utilisées en régime inverse (c'est-à-dire « bloquées ») qui permettent de stabiliser des tensions de plusieurs volts et même de plusieurs dizaines de volts. Mais il n'en est pas moins vrai que pour stabiliser de très faibles tensions, de l'ordre de 0,7 V, seules des diodes silicium aux caractéristiques spéciales et utilisées en *régime direct* peuvent être employées

Ajoutons que s'il est nécessaire d'obtenir des tensions stabilisées supérieures à 0,7 V, par exemple 1,4 V, rien n'empêche de monter deux diodes en série, suivant le schéma de la figure 4-11. La résistance R se calcule en tenant compte de la tension à stabiliser et de l'intensité recommandée par le fabricant de diodes pour placer ces dernières dans les conditions optimales de fonctionnement.

Transistors

Ce qu'est un transistor

On a souvent assimilé un transistor à deux diodes montées en opposition (fig. 4-12), mais on doit bien se persuader, pour éviter de regrettables confusions, que deux diodes en opposition ne constituent nullement un transistor. Comme toutes les analogies auxquelles on fait souvent appel en électricité, en physique ou en radio, celle-ci doit être maniée avec précautions et ne peut servir que pour comprendre le comportement d'un transistor en présence de tensions d'alimentation de telle ou telle polarité.

Quelle que soit la technologie choisie pour sa fabrication — alliage, diffusion, épitaxie, planar, mesa, etc. — un transistor est un système à deux jonctions qui se comportent comme les jonctions qui nous sont déjà familières lorsqu'elles sont considérées séparément, mais qui acquièrent des propriétés particulières lorsqu'elles sont associées de la façon dont cela se passe dans un transistor.

Comme nous avons toujours affaire à des semiconducteurs *n* ou *p*, un ensemble de deux jonctions ne peut se concevoir que comme un système à semiconducteur « commun », *n* ou *p*, auquel se trouvent accolés deux semiconducteurs de « signe opposé », c'est-à-dire *p* ou *n*, respectivement. On obtient donc soit un transistor *n-p-n* (fig. 4-13*a*), soit un transistor *p-n-p* (fig. 4-13*b*). Bien entendu, les croquis de la figure 4-13 ne donnent aucune idée sur la structure réelle d'un transistor, où le semiconducteur commun, appelé *base*, est une plaquette extrêmement mince de germanium ou de silicium, dont l'épaisseur se situe généralement entre 30 et 80 µm et où les zones « extrêmes » sont des pastilles d'indium, par exemple, « collées » soit sur l'une et l'autre faces de la base, soit du même coté.

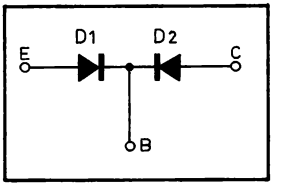


Fig. 4-12. — Un transistor peut être assimilé à deux diodes montées en opposition.

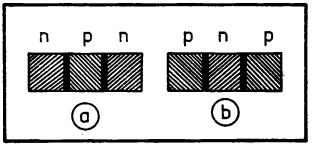


Fig. 4-13. — Structure théorique d'un transistor *n-p-n* (*a*) et d'un transistor *p-n-p* (*b*).

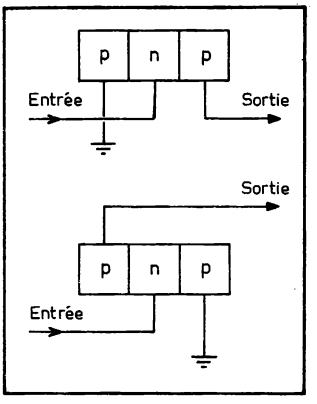


Fig. 4-14. — Un transistor *p-n-p* est un élément théoriquement symétrique, dont l'« électrode » commune peut être n'importe laquelle des zones *p*, l'autre constituant alors l'« électrode » de sortie. Il en est de même lorsqu'il s'agit d'un *n-p-n*.

Par le principe de sa structure, un transistor est un élément symétrique, dans les deux cas de la figure 4-13, c'est-à-dire aussi bien en *p-n-p* qu'en *n-p-n*. Il est donc théoriquement indifférent de l'utiliser dans l'un ou dans l'autre sens, en adoptant la base en tant qu' « électrode » de commande, ce qui nous conduit aux deux possibilités de la figure 4-14. Cependant, la structure réelle d'un transistor est presque toujours asymétrique, en ce sens que l'une des zones « latérales », appelée *collecteur*, est nettement plus importante que l'autre, appelée *émetteur*. Il en résulte que les deux modes d'utilisation de la figure 4-14 ne sont pas tout à fait équivalents, bien que leurs performances soient, par certains côtés, très voisines.

Comment fonctionne un transistor

Lorsqu'il a été question de diodes, c'est-à-dire de jonctions fonctionnant isolément et ne pouvant prendre que deux états : conductrice ou bloquée, nous n'avons pas voulu compliquer les choses en faisant intervenir l'explication « électronique » du comportement d'une jonction, et nous nous sommes contenté de noter simplement le côté pratique de ce comportement : le courant passe ou ne passe pas.

Or, lorsqu'il s'agit d'un transistor, ensemble beaucoup plus complexe avec ses trois zones de semiconducteurs et ses deux jonctions, une explication purement « électrique » est tout à fait insuffisante pour faire comprendre « comment ça marche », et il est nécessaire de faire intervenir le déplacement des électrons, mouvement qui se fait en sens inverse

de celui qu'on attribue conventionnellement au courant électrique : du « plus » vers le « moins ». Les électrons, eux, se déplacent du « moins » vers le « plus ».

Un transistor isolé, c'est-à-dire sans aucune liaison avec une source de tension quelconque, est un système en équilibre, où il ne se passe rien et qui possède, par analogie avec des diodes, deux couches d'arrêt (ou barrières de potentiel), correspondant aux deux jonctions.

Supposons maintenant réalisé le montage de la figure 4-15 où nous voyons :

Une batterie B_b disposée avec la polarité indiquée et shuntée par un potentiomètre P, de façon à pouvoir appliquer entre la base B et l'émetteur E une tension V_{be} très faible, de l'ordre de 0,1 V par exemple;

Une batterie B_c de quelques volts (3 à 4,5 V, par exemple) disposée entre l'émetteur et le collecteur, de façon à porter ce dernier à un certain potentiel V_{ce}, négatif par rapport à l'émetteur;

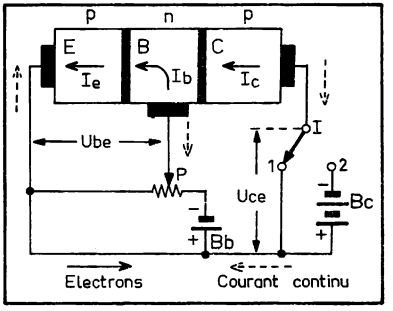


Fig. 4-15. — Pour faire fonctionner un transistor *p-n-p*, on doit appliquer une très faible tension négative à la base, et une tension négative nettement plus élevée au collecteur.

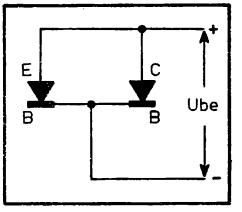


Fig. 4-16. — Lorsque la batteirie B_c est éliminée et le collecteur réuni à l'émetteur, le schéma équivalent est celui de deux diodes en parallèle.

Un inverseur I, permettant de supprimer la batterie B_c en position 1.

Le cas où l'inverseur I se trouve sur 1 et où une faible tension négative par rapport à l'émetteur est appliquée à la base par P ne présente guère d'intérêt, car tout le système est alors équivalent à deux diodes montées en parallèle et polarisées dans le sens direct (fig. 4-16).

Mais si nous plaçons I sur 2, sans toucher au potentiomètre P, nous modifions profondément les conditions de fonctionnement qui se présentent alors de la façon suivante :

La jonction EB étant polarisée dans le sens de la conduction, les porteurs de charges positives de la zone E la traversent et se répandent dans la zone B;

Le passage de charges positives de E vers B crée, dans la zone E, un déséquilibre, en ce sens que l'on y trouve des électrons (charges négatives) en surnombre. Ces électrons sont évacués vers le circuit extérieur et déterminent un courant émetteur I_e;

Les charges positives qui ont pénétré en grand nombre dans la zone B la placent en état de déséquilibre, qui ne peut être compensé que par la recombinaison de ces charges avec des électrons (négatifs), « attirés » du circuit extérieur et fournis par la batterie B_b, ou par leur fuite vers la zone C, car le retour vers E leur est évidemment fermé;

Dans un transistor réel, la zone B est très mince, de sorte que les charges, qui sont animées d'une vitesse appréciable, ne se recombinent qu'en très petit nombre (2 à 5 % en gros) avant d'atteindre la jonction BC;

Ce petit nombre de recombinaisons et les électrons qu'il attire du circuit extérieur, déterminent le courant de base I_b qui, comme on vient de le voir, ne représente que 2 à 5 % du courant d'émetteur I_e;

La plus grande partie des charges injectées dans la zone B échappe à la recombinaison avec les électrons venant de B_b, atteint la jonction BC, et la traverse, se répandant dans la zone C;

Encore une fois, les charges positives apparaissant dans la zone C la déséquilibrent et provoquent, pour rétablir la situation, un afflux d'électrons empruntés au circuit extérieur, c'est-à-dire à la batterie B_c. En d'autres termes, un courant de collecteur I_c prend naissance, qui traverse la zone C et se joint au courant I_b pour former le courant I_e. Les courants continus qui en résultent circulent évidemment dans le sens contraire, et sont représentés en trait interrompu sur la figure 4-15.

Pour résumer tout cela, il faut retenir que le courant d'émetteur I_e représente, comme on le voit, la somme des courants I_b de base et I_c de collecteur, c'est-à-dire :

$$I_e = I_c + I_b.$$

Cela peut encore s'exprimer autrement. Il faut songer, en effet, que le courant I_b représente, en gros, toujours le même pourcentage du courant I_e, ce qui signifie que si l'on double, par exemple, I_b, en augmentant la tension V_{be}, le courant I_e va être également multiplié par 2.

Tout cela n'est que très approximatif, évidemment, mais permet d'entrevoir l'utilisation d'un transistor en tant qu'élément amplificateur, puisqu'une faible variation du courant I_b provoque une variation importante du courant I_c, autrement dit introduit un gain en courant.

Si l'on envisage le cas d'un transistor *n-p-n* (fig. 4-17), on retrouve exactement les mêmes phénomènes, mais avec les polarités inversées, bien entendu, pour les sources d'alimentation, puisque les deux jonctions sont également inversées.

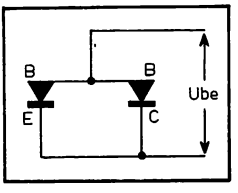


Fig. 4-17. — Pour faire fonctionner un transistor *n-p-n* on doit appliquer une très faible tension positive à la base et une tension positive nettement plus élevée au collecteur.

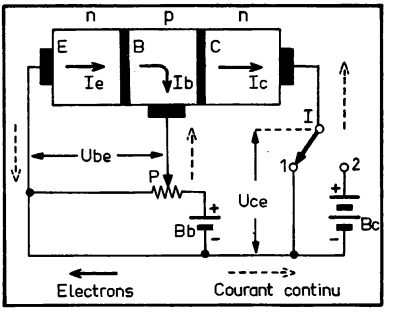


Fig. 4-18. — Lorsque la batterie B_c est éliminée et le collecteur réuni à l'émetteur, l'ensemble est équivalent à deux diodes en parallèle.

Le potentiomètre P est réglé pour appliquer à la base une certaine tension V_{be}, positive par rapport à l'émetteur et de faible valeur (0,1 V environ, par exemple). Si l'inverseur I se trouve en position 1, cette tension V_{be} se trouve en fait appliquée, dans le sens de la conduction, aux deux jonctions et l'ensemble est, encore une fois, équivalent à deux diodes en parallèle, mais associées suivant le croquis de la figure 4-18.

Si l'inverseur I se trouve en position 2, la jonction EB est « ouverte », mais celle BC est fermée. Ce sont maintenant des électrons (chargés négativement) qui passent à travers la jonction EB et envahissent la zone B. Pour compenser le déséquilibre ainsi créé dans la zone E, d'autres électrons sont appelés de l'extérieur et déterminent le courant d'émetteur I_e, dont le sens est évidemment inverse par rapport à celui d'un transistor *p-n-p*. Si l'on adopte la convention classique du courant circulant du « plus » vers le « moins », on dira que le courant d'émetteur entre dans un transistor *p-n-p* et sort d'un transistor *n-p-n*.

Comme les charges positives dans le cas d'un *p-n-p*, les électrons venant de l'émetteur traversent rapidement la base B, mais sont happés au passage par un certain nombre de charges positives, avec lesquelles ils se combinent. Il en résulte que des électrons libres apparaissent en surnombre dans la zone B. Par souci d'équilibre, ces électrons sont éjectés vers le circuit extérieur et déterminent un courant de base I_b qui, dans le cas d'un *n-p-n*,

entre dans le transistor. Quant aux électrons stoppés au passage par des charges positives, leur nombre reste du même ordre de grandeur que dans un *p-n-p* : 2 à 5 % en gros.

La majorité des électrons atteint donc la jonction BC, dont le champ électrique favorise leur passage dans la zone C. Il se produit dans cette zone un déséquilibre par excès d'électrons, et un écoulement de ces derniers vers le circuit extérieur, donc un courant de collecteur I_c.

Représentation schématisée et sens des courants

La représentation schématisée le plus souvent adoptée pour les transistors *p-n-p* et *n-p-n* est indiquée dans la figure 4-19, mais on trouve également les représentations de la figure 4-20.

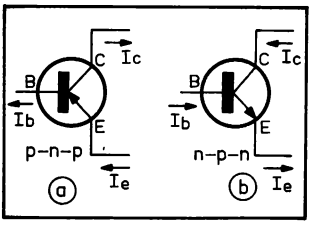


Fig. 4-19. — Représentation schématisée des transistors *p-n-p* (*a*) et *n-p-n* (*b*) et le sens des différents courants continus.

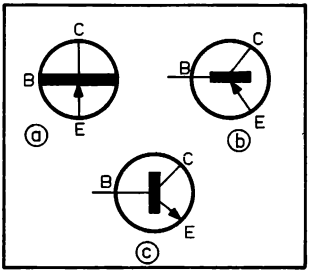


Fig. 4-20. — Trois autres représentations schématisées que l'on rencontre également.

Nous avons indiqué, sur les deux croquis de la figure 4-19, le sens conventionnel des courants I_b, I_e et I_c pour les deux types de transistors. Pour se rappeler plus facilement ce sens, il suffit de penser que les courants I_b et I_c ont la direction opposée à celle du courant I_e, qui est indiquée par la flèche sur la représentation schématisée du transistor.

Les dangers d'une inversion de polarité

Nous pensons qu'il est utile de mettre le lecteur en garde dès le début contre les dangers que l'on fait courir à un transistor lorsqu'on inverse la polarité des sources d'alimentation.

Prenons tout d'abord un cas simple, celui d'un transistor *p-n-p* connecté en polarité inversée aussi bien pour la base que pour le collecteur (fig. 4-21). Supposons d'abord que le curseur du potentiomètre P se trouve en *a*, ce qui veut dire que la tension $V_{be} = 0$.

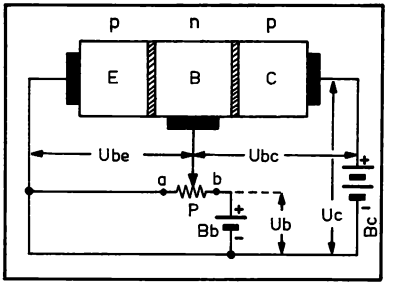


Fig. 4-21. — L'inversion des batteries d'alimentation peut avoir des conséquences fâcheuses.

Il en résulte que la totalité de la tension de la batterie B_c se trouve appliquée dans le sens de la conduction à la jonction BC. Comme cette tension est toujours de quelques volts, il en résulte un courant beaucoup trop intense, qui détruit la jonction en quelques instants, dans tous les cas en beaucoup moins de temps qu'il ne faut pour le dire.

Il est vrai que dans les montages réels, il se trouve presque toujours une résistance de quelques centaines d'ohms au moins entre la batterie et le collecteur, auquel cas le sort du transistor dépend de la valeur de cette résistance et de la tension de la batterie. N'oublions pas que le courant maximal admissible de la plupart des jonctions est atteint et dépassé pour une tension de quelque 0,8 à 1,5 V.

Si nous déplaçons le curseur de P vers l'extrémité *b*, la base devient de plus en plus positive, c'est-à-dire de moins en moins négative par rapport au collecteur, car nous avons, évidemment,

$$V_{bc} = V_c - V_{bc}.$$

Lorsque le curseur est en *b*, nous avons $V_{be} = V_b$, et, par conséquent, $V_{bc} = V_c - V_b$. Si la tension de la batterie B_b est la même que celle de B_c, ou lui est supérieure, la jonction BC se ferme et tout danger se trouve écarté.

Le danger que peut présenter l'inversion de polarité de la tension appliquée à une jonction travaillant normalement en sens inverse apparaît surtout lorsqu'on réalise certains appareils, destinés à vérifier rapidement l'état d'un transistor et qui font, en particulier, appel à la mesure de la résistance directe d'une jonction. Si on utilise, pour cette mesure, un ohmmètre alimenté à partir d'une pile de tension supérieure à 1,5 V et qui peut donner, fermé sur une résistance de faible valeur, un courant supérieur à 10 mA, par exemple, le transistor essayé peut courir un grave danger s'il s'agit d'un type de faible puissance.

Différents courants de collecteur et d'émetteur

Un transistor étant assimilable, dans une certaine mesure, à un assemblage de deux diodes, comme nous l'avons indiqué plus haut, il est normal qu'en appliquant une certaine tension à deux de ses « électrodes » on enregistre le passage d'un certain courant, très faible si la diode ainsi polarisée l'est dans le sens inverse, ou plus élevé, suivant la tension appliquée, dans le cas contraire : diode « passante ». L'importance de ces différents courants peut nous donner des renseignements intéressants sur l'état d'un transistor et nous permet aussi de déceler un semiconducteur défectueux.

Courant résiduel de collecteur à circuit de base ouvert

Ce courant, désigné par I_{ceo}, est mesuré suivant l'un des schémas de la figure 4-22, suivant qu'il s'agit d'un *p-n-p* ou d'un *n-p-n* et avec une tension de 2 à 3 V en V_{ce}. Avec des transistors au germanium tels que AC172, AC127, AC126, etc., on trouve un courant compris entre 20 et 40 μA le plus souvent, terriblement instable en fonction de la tempé-

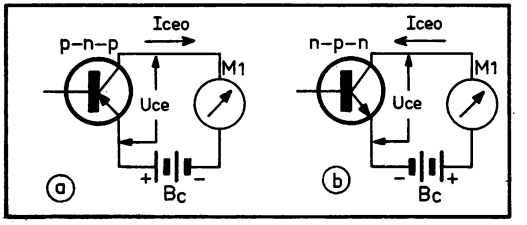


Fig. 4-22. — Si l'on applique une tension entre l'émetteur et le collecteur, on peut mesurer le courant résiduel de collecteur à circuit de base ouvert (I_{ceo}).

rature, ce qui n'a rien d'étonnant, puisque nous savons à quel point la résistance inverse d'une jonction dépend de la température. Il est pratiquement impossible de parler de la mesure de ce courant résiduel, car les chiffres relevés peuvent varier du simple au triple, ou même plus, suivant que l'opération a eu lieu dans un local peu chauffé, à une température ambiante de quelque 10 °C, ou au contraire dans un atelier surchauffé à 25 ou 30 °C, suivant qu'on a touché ou non avec ses doigts le transistor mesuré, suivant la proximité d'une lampe d'éclairage puissante, d'un fer à souder, etc.

De plus, ce courant dépend de la tension V_{ce} utilisée lors de la mesure, mais assez faiblement il est vrai. D'une façon tout à fait empirique, on peut dire qu'il varie à peu près comme la racine quatrième de V_{ce}, tant que V_{ce} reste faible. En d'autres termes, si

V_{ce} passe de 2 à 6 V (rapport 3), le courant I_{ceo} se trouvera multiplié par $\sqrt[4]{3} = 1{,}31$ environ. Encore une fois, cela n'est valable que pour V_{ce} inférieure à 10 V.

En ce qui concerne l'influence de la température, on peut s'en faire une idée par les deux exemples suivants :

— le courant I_{ceo} d'un transistor étant de quelque 40 μA, le fait d'approcher un fer à souder à 4-5 mm de son boîtier fait monter le courant résiduel à plus de 80 μA en quelques secondes, avec une tendance très marquée à continuer cet accroissement :

— pour le même transistor, le fait de prendre le boîtier entre le pouce et l'index fait passer le courant I_{ceo} de 40 à 100 μA presque instantanément.

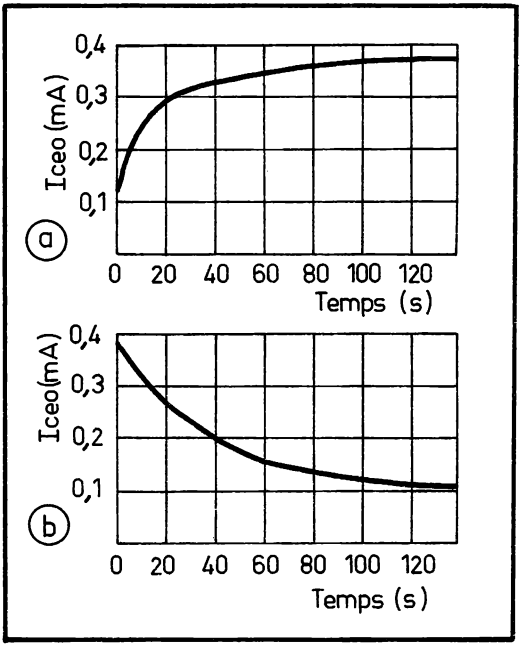


Fig. 4-23. — Courbes montrant l'augmentation du I_{ceo} avec l'échauffement (contact avec la main) et sa diminution avec le refroidissement (*b*), en fonction du temps.

Les deux courbes de la figure 4-24, relevées sur un transistor différent, illustrent le phénomène ci-dessus. On voit sur la courbe *a* que le courant I_{ceo} d'un transistor saisi entre le pouce et l'index double en quelque 20 secondes. Il atteint ensuite un palier, car la température limite est évidemment celle du corps humain, soit 36-37 °C. Le refroidissement (naturel, c'est-à-dire sans ventilation) est un peu plus lent que l'échauffement, comme le montre la courbe *b*.

Voici encore, pour fixer les idées, quelques chiffres relevés à la température ambiante de quelque 17 °C :

Transistor ASY26. — I_{ceo} = 7,5 μA avec V_{ce} = 1,5 V et 10 μA environ avec V_{ce} = 4,5 V;

Transistor 988T1. — I_{ceo} = 85 μA avec V_{ce} = 1,5 V et 110 μA avec V_{ce} = 4,5 V.

Trois transistors de puissance ASZ17. — Le courant I_{ceo}, avec V_{ce} = 1,5 V, était de 1,3 mA pour le premier, de 570 μA pour le deuxième et de 350 μA pour le troisième. Ces écarts se répercutaient également sur la valeur de la résistance de l'espace CE, mesurée à l'ohmmètre entre le collecteur et l'émetteur : 150 Ω pour le premier; 850 Ω pour le deuxième; 3 200 Ω pour le troisième. Ces chiffres donnent une idée sur la dispersion de caractéristiques, les trois transistors essayés ayant été pris au hasard dans un lot.

Lorsqu'il s'agit de transistors au silicium, le courant I_{ceo} est infiniment plus faible, de 10 à 100 fois, à tel point qu'il n'est généralement pas mesurable à l'aide de microampèremètres ordinaires (20 à 50 µA à déviation totale), dont peut disposer un technicien moyennement outillé, et demande la mise en œuvre de contrôleurs électroniques pouvant mesurer des courants de l'ordre de quelques *nanoampères*, c'est-à-dire de quelques millièmes de microampère. Cependant, les jonctions au silicium sont plus sensibles à la température, en ce sens que leur courant inverse double chaque fois que la température s'élève de 6 à 8 °C à peu près (contre 9 à 12 °C pour le germanium), de sorte qu'un transistor au silicium chauffé à quelque 70 ou 80 °C peut présenter un courant I_{ceo} de 1 à 2 µA, lorsqu'il s'agit d'un « faible puissance ». Un transistor de puissance au silicium, par exemple un BDY10, présente normalement, à 20 °C, un courant I_{ceo} de 2 à 3,5 µA avec $V_{ce} = 1{,}5$ V.

Pour illustrer la variation du courant I_{ceo} en fonction de la température, voici les résultats de quelques mesures rapides :

Transistor ASY26. — $I_{ceo} = 8{,}5$ µA au départ, à 17 °C. Il monte à quelque 24 µA après 1 minute de contact avec les doigts, à 90 µA environ à 37 °C et à 250 µA à 65 °C environ. On voit que le courant I_{ceo} a doublé presque cinq fois, ce qui correspond bien à un accroissement de la température de presque cinq fois 10 °C (de 17 à 65 °C);

Transistor OC74. — $I_{ceo} = 200$ µA au départ, à 17 °C, mais un peu plus de 6 mA à 65 °C, ce qui, encore une fois, correspond d'assez près aux prévisions;

Transistors de puissance ADZ12. — Courant I_{ceo} se situant entre 2 et 4 mA à la température ambiante de 17 à 20 °C, mais atteignant 200 mA à quelque 65 à 70 °C.

Transistor BDY10 (*n-p-n* au silicium, de puissance). — $I_{ceo} = 3$ µA au départ, toujours à 17 °C, et quelque 45 µA à 65 °C. Ici, l'intervalle de doublement est nettement plus grand que les chiffres théoriques et représente à peu près 12 à 13 °C;

Transistor BFY11 (*n-p-n* au silicium). — Son courant I_{ceo} ne devient mesurable, par des moyens « ordinaires », qu'à 65 °C, où il ne représente que 1 à 1,5 µA environ. On peut alors faire un petit calcul approximatif, pour avoir l'ordre de grandeur du courant I_{ceo} à 17-20 °C, en admettant un intervalle de doublement de 10 °C. On arrive à quelque chose comme 0,030 à 0,045 µA, c'est-à-dire 30 à 40 nA.

Courant résiduel de collecteur à circuit d'émetteur ouvert

On réalise l'un des schémas de la figure 4-24, suivant le type du transistor essayé (*p-n-p* ou *n-p-n*), en fixant la tension V_{cb} à 2-3 V. L'émetteur reste « en l'air » et le courant mesuré, désigné par le symbole I_{cbo}, est le *courant résiduel de collecteur à circuit d'émetteur ouvert*, que l'on appelle parfois *courant inverse de collecteur*.

On doit avouer que le terme « courant inverse » n'est pas très heureux, car il tend à faire croire que le courant de collecteur qui circule dans ces conditions a le sens opposé au courant de collecteur normal. Or, comme on peut facilement se rendre compte par les deux schémas de la figure 4-24, il n'en est rien, le terme « inverse » voulant dire seulement que la jonction collecteur-base, seule en jeu ici, fonctionne avec une polarité inverse.

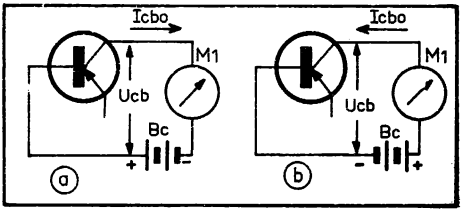


Fig. 4-24. — Si l'on applique une tension entre le collecteur et la base, on peut mesurer le courant résiduel de collecteur à circuit d'émetteur ouvert (I_{cbo}).

Le courant I_{cbo} n'est pas plus stable, en fonction de la température, que le courant I_{ceo}, mais il est toujours beaucoup plus faible que ce dernier, de 10 à 50 fois *grosso modo*, du moins lorsqu'il s'agit de transistors en bon état. Il existe, d'ailleurs, pour chaque type de transistors, un rapport à peu près défini entre les deux courants, comme nous le verrons plus loin.

En réalité, le courant I_{cbo} comprend deux composants : un courant pour ainsi dire d'origine thermique et dû, essentiellement, au déplacement de porteurs minoritaires; un courant de « fuite », dû aux saletés qui peuvent shunter la jonction, à l'humidité qui peut intervenir également, etc.

Tout comme le courant I_{ceo}, le I_{cbo} dépend peu de la tension V_{cb} appliquée, dans les limites admissibles pour le transistor donné s'entend. Les chiffres que l'on trouvera ci-après semblent même indiquer que le courant I_{cbo} dépend de la tension encore moins que le courant à circuit de base ouvert :

Transistors ASY26/27 (*p-n-p*) et ASY28/29 (*n-p-n*). — I_{cbo} compris entre 0,35 et 0,6 μA, avec V_{cb} = 1,5 V. Ne varie guère de plus de 20 % lorsque V_{cb} passe à 4,5 V;

Transistors de puissance ADZ12. — Le courant I_{cbo} est compris entre 22 μA et 31 μA avec V_{cb} = 1,5 V et entre 24 et 33 μA avec V_{cb} = 4,5 V;

Transistors OC74. — Courant I_{cbo} de l'ordre de 3,5 μA avec V_{cb} = 1,5 V. Monte à 4 μA avec V_{cb} = 4,5 V.

Les variations du courant I_{cbo} en fonction de la température sont tout à fait comparables à celles du courant I_{ceo}, avec des intervalles de doublement se situant généralement entre 9 et 12 °C pour le germanium et 6 à 8 °C pour le silicium. Mais on rencontre souvent des transistors qui s'écartent assez sensiblement de ces limites théoriques.

Contrairement au courant I_{ceo}, qui n'est pour ainsi dire jamais indiqué dans les recueils de caractéristiques, du moins dans sa forme « simple », définie par le schéma de la figure 4-22, le courant I_{cbo} est toujours spécifié, et souvent en plusieurs variantes, pour deux ou trois valeurs de la tension V_{cb}, par exemple, ou pour deux valeurs différentes de température. Et, très souvent, on trouve également des courbes qui précisent le comportement de ce courant en fonction de la température.

Le comportement thermique du courant I_{cbo} des transistors au silicium est tout à fait analogue à celui des « germaniums », avec cette différence que le courant lui-même est beaucoup plus faible, que l'intervalle de doublement est généralement plus large et que la plage de températures admissibles s'étend beaucoup plus loin, jusqu'à 150 °C le plus souvent (pour la jonction).

Courant résiduel de collecteur avec la base en court-circuit avec l'émetteur

On réalise ici l'un des schémas de la figure 4-25, suivant le type du transistor essayé (*p-n-p* ou *n-p-n*), en fixant la tension V_{ce} (ou V_{cb}) à 2-3 V comme précédemment. L'émetteur est réuni directement à la masse et le courant mesuré désigné par le symbole I_{ces}.

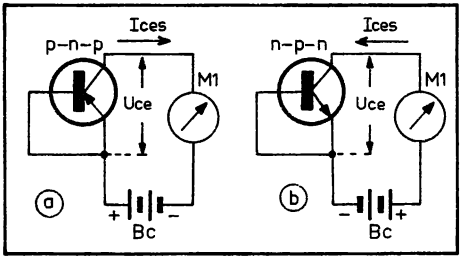


Fig. 4-25. — Si l'on applique une tension entre le collecteur d'une part et la base réunie à l'émetteur d'autre part, on peut mesurer le courant I_{ces}.

En regardant les deux schémas de la figure 4-25, on pourrait penser que le fait de court-circuiter la jonction d'émetteur en réunissant la base directement au « plus » de la batterie ne laisserait subsister que le courant I_{cbo}. En réalité, les choses sont beaucoup plus compliquées, car le matériau semiconducteur de la base possède une certaine résistance propre, faible le plus souvent, mais non négligeable. Il en résulte que le court-circuit de la jonction émetteur-base équivaut, en fait, à un shunt, plus ou moins faible, mais jamais nul. On doit s'attendre, lorsqu'on passe du schéma de la figure 4-22 à celui de la figure 4-25 de voir le courant de collecteur diminuer fortement, sans s'annuler. On peut encore supposer que le courant I_{cbo} sera plus faible que celui de la figure 4-25.

Ces suppositions se trouvent vérifiées si l'on se donne la peine d'effectuer quelques mesures : l'écart entre les courants I_{ceo} et I_{ces} est toujours important; celui entre les courants I_{ces} et I_{cbo} reste beaucoup plus faible, souvent à peine sensible. On peut dire, pour fixer les idées, que le rapport I_{ceo}/I_{ces} est presque toujours supérieur à 5 et souvent à 10, tandis que le rapport I_{ces}/I_{cbo} est assez souvent voisin de 2-3.

Le tableau 4-2 permet de se faire une idée sur l'ordre de grandeur des trois courants I_{ceo}, I_{cbo} et I_{ces} pour un certain nombre de transistors au germanium. Les chiffres qui y figurent constituent généralement une moyenne de mesures effectuées sur 3 ou 4 transistors du même type, à une température ambiante de quelque 20 °C. Il résulte de ce tableau que le rapport existant entre ces trois courants résiduels dépend du type du transistor et de sa technologie.

Tableau 4-2

Courants I_{ceo}, I_{cbo} et I_{ces} mesurés pour un certain nombre de transistors

Transistor	I_{ceo} (μA)	I_{cbo} (μA)	I_{ces} (μA)
ADZ 12	1700	20	205
AF 114	10	0,4	0,4
AF 117	26	1,5	2
ASY 26	7,9	0,4	1,5
ASY 27	23	0,7	3
ASY 28	15	1	2,7
ASY 29	23	1,3	3,2
ASZ 17	1100	30	160
OC 72	220	4,2	11
OC 74	310	3,8	12
OC 79	200	11	26
OC 140	18,5	0,4	6,6
2N 554	6800	250	370

Tous ces courants ont été mesurés avec une tension V_{cb} ou V_{ce} de 1,5 V. Si l'on effectue les mêmes mesures avec des tensions croissantes, par exemple 4,5 et 9 V, on constate que le plus souvent le courant I_{ceo} croît plus vite que le I_{ces}.

Courant résiduel d'émetteur à circuit de collecteur ouvert

Les schémas de principe pour la mesure de ce courant, en *p-n-p* et en *n-p-n*, désigné par le symbole I_{ebo}, est celui de la figure 4-26.

Autrement dit, l'opération consiste à mesurer le courant inverse de la jonction base-émetteur, le sens du courant circulant dans le circuit base-émetteur étant, dans ces conditions, contraire à celui en fonctionnement normal.

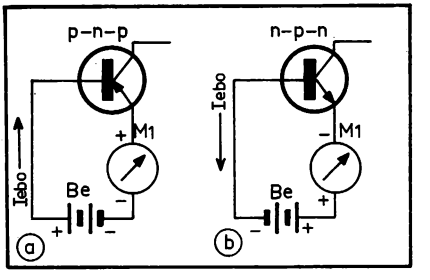


Fig. 4-26. — Si l'on applique une tension inverse à la jonction émetteur-base, on peut mesurer le courant inverse I_{ebo}.

Théoriquement, le courant I_{ebo} doit être plus faible que le courant I_{cbo}, si l'on ne considère que la surface comparée des deux jonctions. Cependant, d'autres phénomènes interviennent dans la formation de ce courant, de sorte que sa valeur réelle est parfois supérieure à celle du I_{cbo}.

Il faut noter, à ce propos, que toute mesure du courant I_{cbo} doit être conduite avec une extrême circonspection, en consultant au préalable les caractéristiques du transistor essayé. En effet, il existe des transistors (technologie dite « planar ») qui n'admettent que des tensions V_{eb} inverses très faibles, ne dépassant guère 5-6 V dans beaucoup de cas. Inutile de dire que la jonction émetteur-base d'un tel transistor, essayée sous 9 V, par exemple, a beaucoup de chances de claquer en une fraction de seconde.

Le comportement du courant I_{ebo} en fonction de la température est tout à fait comparable à ce que nous avons vu pour les autres courants résiduels.

Par exemple, pour un transistor silicium « planar epitaxial », BFY44, le courant I_{ebo}, pour $V_{eb} = 4$ V, reste inférieur à 0,1 µA jusqu'à une température de quelque 40 °C à la jonction et n'atteint 1 µA que pour 160 °C à la jonction. L'intervalle de doublement est de l'ordre de 30-32 °C. Pour un autre transistor, germanium « mesa », AFY40, et pour $V_{eb} = 0{,}3$ V, le courant I_{ebo} est de 2 µA environ pour 20 °C à la jonction et de 8 µA pour 80 °C. L'intervalle de doublement est de 28 °C environ.

Le tableau 4-3 indique la valeur du courant I_{ebo} relevée, avec $V_{eb} = 1{,}5$ V, sur quelques transistors H.F. et B.F. au germanium, de faible et de grande puissance. On constatera que, dans la plupart des cas, ce courant est inférieur au courant I_{cbo} qui figure dans le tableau 4-2.

Tableau 4-3

Quelques valeurs de courant I_{ebo} relevées sur un certain nombre de transistors au germanium

Transistor	I_{ebo} (µA)	Transistor	I_{ebo} (µA)
ADZ 12	21,5	OC 72	3,3
AF 114	15	OC 74	3,7
AF 115	1,5	CO 79	6,5
ASY 26	0,53	OC 140	0,3
ASY 27	0,60	2N 483	0,5
ASY 28	0,50	2N 554	11
ASY 29	1,1	988 T 1	8
ASZ 17	18,5	Y 633	2
OC 71	3,5	T 1691	1

La valeur nominale du courant I_{ebo} est pratiquement toujours indiquée dans les recueils de caractéristiques avec, bien entendu, la mention de la tension V_{eb} à laquelle la mesure a eu lieu.

ESSAI DES DIODES

Un essai à l'ohmmètre est le plus souvent largement suffisant pour déterminer si une diode est en bon état ou défectueuse : en court-circuit ou coupée. Des manipulations un peu plus compliquées sont nécessaires si on veut déterminer les caractéristiques (la tension de stabilisation) d'une diode Zener inconnue.

Essai des diodes à l'ohmmètre

Utiliser pour cela un ohmmètre dont la tension d'alimentation ne dépasse guère 1,5 V, ce qui est le cas de tous les ohmmètres combinés avec un voltmètre électronique.

Repérer la polarité de cet ohmmètre, ce qui est important, comme nous l'avons déjà dit, pour toutes les mesures dans les circuits où se trouvent des éléments semiconducteurs.

Mesurer d'abord, sur la sensibilité correspondant à 1 000 Ω au milieu de l'échelle, la résistance « directe », c'est-à-dire dans le sens de la conduction. On trouvera, pour la plupart des diodes courantes, une résistance de l'ordre de 200-300 Ω (fig. 4-27*a*).

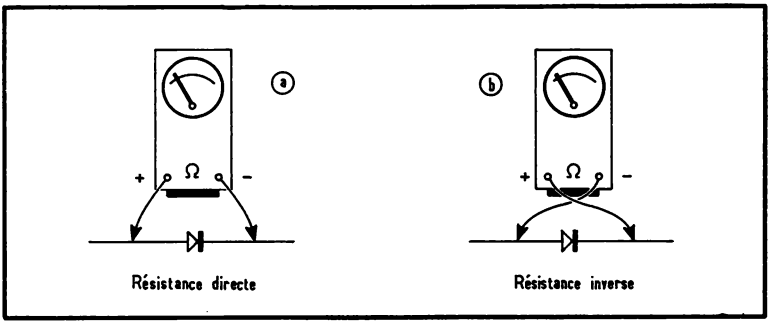


Fig. 4-27. — Une diode peut être facilement essayée à l'aide d'un ohmmètre.

Mesurer ensuite, sur la sensibilité correspondant à 1 MΩ au milieu de l'échelle, la résistance « inverse », en inversant simplement les connexions de l'ohmmètre (fig. 4-27*b*). On trouvera une résistance assez variable suivant le type de la diode, mais toujours élevée, comprise le plus souvent entre 50 kΩ et 500 kΩ.

Pour qu'une diode puisse être considérée comme bonne, il faut que le rapport de la résistance inverse à la résistance directe ne soit pas inférieur à 100. Le tableau 4-4 résume les résultats d'essais de quelques diodes de type courant : OA70, OA85, 1N48, etc.

Tableau 4-4

Résistance directe et inverse de quelques diodes

Diode	Résist. directe (Ω)	Résist. inverse (kΩ)
OA 70	270	160
OA 79	290	850
OA 85	350	320
1N 48	260	58

Les quatre diodes ci-dessus, et leurs analogues dont nous mentionnons un certain nombre ci-dessous, couvrent à peu près toutes les diodes utilisées dans les récepteurs radio en tant que détecteurs AM ou FM. Quant à leur équivalence avec d'autres types, en voici quelques-unes :

OA70 = OA90, OA60, OA59, AA116, AA130, SFD106, 1N95, 1N105, 1N616;
OA79 = AA119, AA111, AA131, AA137, AA143, SFD110, SFD 111/112/113, SFD115, 1N35, 1N36, 1N40, 1N60, 1N64, 1N87, 1N132, 1N267, 1N295, 1N319, 1N527, 1N541, 1N781;
OA85 = 1N48 = OA95, AA117, AA132, AAY11, OA50/51/52/53/54/55/56/57, OA61, OA65, OA71, OA81, OA87, OA91, OA92, OA150, OA174, OA186, 1N34, 1N38, 1N42, 1N43, etc.

Les chiffres ci-dessus sont valables pour un ohmmètre fonctionnant avec une pile de 1,5 V, mais peuvent être très sensiblement différents si l'on utilise un ohmmètre alimenté sous 3 V, par exemple, et cela à cause de la caractéristique non linéaire d'une diode,

dans la région des faibles tensions surtout. Ainsi, lorsque la tension d'alimentation de l'ohmmètre augmente, la résistance mesurée diminue. Par exemple, pour une OA70, elle n'est que de 120 Ω, dans le sens direct, avec un ohmmètre alimenté par une pile de 3 V et utilisé sur la sensibilité 500 Ω au milieu de l'échelle. La résistance inverse est alors également plus grande. Donc, il faut toujours mesurer les diodes dans les mêmes conditions.

Identification des diodes Zener

L'état d'une diode Zener (bonne ou défectueuse) peut être déterminé à l'aide d'un ohmmètre, comme pour une diode normale : résistance faible dans le sens direct; très élevée dans le sens inverse. Pour déterminer la tension de stabilisation d'une diode Zener inconnue la façon de procéder est la suivante.

On commence, bien entendu, par déterminer sa polarité, par l'un des procédés décrits plus haut. Ensuite, on réalise le montage de la figure 4-28, en utilisant, pour commencer, une batterie B de 13,5 V. Le milliampèremètre M_1 sera commuté sur la sensibilité 30 mA et le voltmètre V_1 sur 10 V. Avant de mettre l'ensemble sous tension, on s'assurera que le curseur de R_1 est au minimum, c'est-à-dire en *a*.

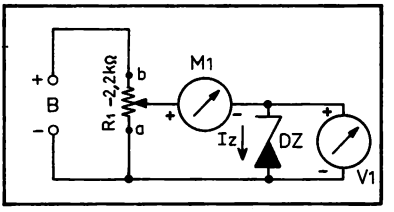


Fig. 4-28. — Montage expérimental permettant de déterminer rapidement la tension nominale d'une diode Zener.

La diode à essayer étant mise en place, on commence à déplacer très lentement le curseur de R_1 de *a* vers *b*. Le voltmètre V_1 indique immédiatement la tension qui en résulte : 1, 2, 3 volts, mais l'aiguille du milliampèremètre M_1 ne bouge pas, car le courant I_z est encore trop faible. Puis, pour une certaine tension, par exemple 6,3 V, le milliampèremètre « démarre » et monte très vite à quelque 20-30 mA, la tension aux bornes de la diode n'augmentant que très peu : 6,4 à 6,5 V à peu près à 30 mA. En faisant la moyenne de la tension mesurée à l'instant où le milliampèremètre commence à dévier et de celle qui correspond à l'intensité maximale admissible, nous pouvons déterminer la tension de référence nominale V_z de la diode essayée, qui serait, dans le cas ci-dessus,

$$V_z = (6{,}3 + 6{,}5) / 2 = 6{,}4 \text{ V}.$$

Si nous constatons que le milliampèremètre M_1 indique un certain courant dès qu'une tension très faible est appliquée à la diode, et que ce courant augmente en même temps que la tension, nous pouvons dire avec certitude que la diode essayée est défectueuse : en court-circuit plus ou moins franc. A moins qu'il ne s'agisse d'une diode que l'on a connectée, par inadvertance, dans le sens direct.

Si aucun courant ne se manifeste même lorsque le potentiomètre R_1 est au maximum et que le voltmètre indique, aux bornes de la diode, une tension pratiquement égale à celle de la batterie B, on peut penser que la « Zener » essayée est prévue pour une tension supérieure à 13 V, et il ne nous reste qu'une solution : augmenter la tension de B.

Lorsqu'il s'agit d'un montage « volant », destiné à essayer deux-trois diodes, rien ne nous empêche de reprendre le circuit de la figure 4-28, en prévoyant une batterie de 27 V, par exemple. Dans ce cas, on peut conserver la même valeur du potentiomètre R_1, qui peut parfaitement supporter un courant permanent de quelque 13-14 mA, lequel, par ailleurs, reste suffisamment faible pour ne pas fatiguer la batterie.

ESSAI DES TRANSISTORS

Il existe des transistormètres, plus ou moins compliqués, qui permettent d'ailleurs l'essai des diodes également, et dont il sera question plus loin. D'autre part, nous avons vu qu'il était souvent possible de repérer un transistor défectueux en mesurant les tensions qui lui sont appliquées dans un montage. Mais il est également possible d'essayer un transistor à l'aide d'un simple ohmmètre, en prenant certaines précautions.

Essai des transistors à l'aide d'un ohmmètre

D'une façon générale, on évitera d'utiliser l'ohmmètre d'un contrôleur, dont l'alimentation se fait à l'aide d'une pile de tension nominale supérieure à 3 V. Et même dans ces conditions, il vaut mieux s'assurer que lors de la mesure des résistances faibles, de l'ordre de 100 Ω, le courant dans le circuit de mesure reste nettement inférieur à 10 mA.

A ce point de vue, les voltohmmètres électroniques classiques, où la mesure des résistances se fait à l'aide d'une pile de 1,5 V et dont la sensibilité « × 10 » correspond à 100 Ω au milieu du cadran, conviennent très bien, car le courant dans le circuit lors de la mesure d'une résistance de 100 Ω est de 7,5 mA environ.

En dehors de cela, il est nécessaire de repérer la polarité de l'ohmmètre utilisé. A noter que s'il s'agit d'un voltohmmètre électronique normal, la pointe de touche correspond presque toujours au « plus », mais il est néanmoins prudent de s'en assurer.

De plus, il ne faut pas oublier que la valeur de la résistance lue sera très différente d'une sensibilité à l'autre d'un même ohmmètre, et aussi d'un ohmmètre à l'autre le plus souvent. La résistance d'une jonction dépend essentiellement du courant qui la traverse. Or, en passant d'une sensibilité à l'autre, nous modifions l'intensité à travers la résistance mesurée et, par conséquent, la valeur de cette résistance.

Donc, si l'on veut se constituer un tableau de valeurs normales de résistance pour un certain nombre de types de transistors, il est nécessaire de préciser avec quel appareil et sur quelle sensibilité ces résistances ont été mesurées. Tous les exemples ci-après ont été établis à l'aide d'un voltohmmètre électronique, dont la section ohmmètre était alimentée par une pile de 1,5 V et dont le circuit de mesure était parcouru par une intensité de 7,5 mA sur la sensibilité « × 10 », de 0,75 mA sur la sensibilité « × 100 » et de 75 μA sur la sensibilité « × 1 000 » (mesure d'une résistance correspondant à la graduation du milieu de l'échelle, c'est-à-dire de 100 Ω, 1 000 Ω et 10 kΩ, respectivement.

Transistors p-n-p *de faible puissance au germanium*

Les mesures se feront de la façon suivante, en réalisant les différents branchements de la figure 4-29.

a) Résistance de la *jonction BC dans le sens inverse.* On doit trouver une résistance élevée, variant suivant les types de transistors, entre 125 kΩ et 800 kΩ (lecture sur la sensibilité « × 10 000 »). Cette résistance est très instable et diminue rapidement lorsqu'on tient le transistor mesuré entre les doigts. L'importance de cette diminution est telle qu'une résistance mesurée peut passer de quelque 250 kΩ à moins de 80 kΩ après une minute de contact avec les doigts. Ce phénomène est tout à fait logique et prévisible, puisque nous savons que le courant inverse d'une jonction augmente avec la température et que, par conséquent, la résistance correspondante diminue.

b) Résistance de la *jonction BC dans le sens direct.* Dans le sens direct, la résistance mesurée est faible, se situant entre 150 et 250 Ω lorsqu'on la mesure sur la sensibilité « × 100 ». La valeur de la résistance directe varie d'ailleurs beaucoup en fonction de la sensibilité choisie. C'est ainsi que l'on trouve quelque 30-35 Ω sur la sensibilité « × 10 » environ 200 Ω sur la sensibilité « × 100 » et plus de 1 000 Ω sur la sensibilité « × 1 000 ».

c) Résistance de la *jonction BE dans le sens direct*. On doit trouver des valeurs très proches de celles trouvées en *b*, généralement très légèrement supérieures. Par exemple, si on a mesuré 250 Ω avec le montage de la figure 4-29 *b*, on trouvera 260 à 265 Ω avec celui de *c*.

d) Résistance de la *jonction BE dans le sens inverse*. En règle générale, nettement supérieure à celle de la jonction BC (en gros, une fois et demi à deux fois plus élevée) et aussi instable en fonction de la température. Cependant, pour certains transistors H.F. elle peut être nettement plus faible que celle de la jonction BC : par exemple, 1 MΩ pour cette dernière et 100 à 200 kΩ pour BE.

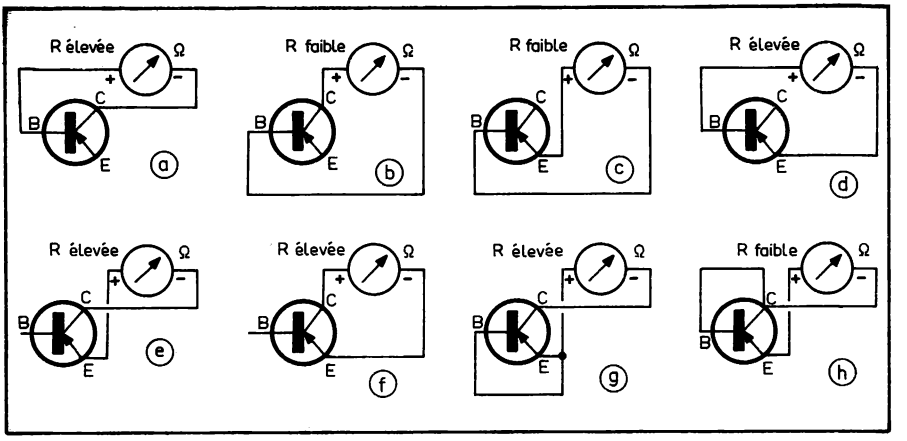


Fig. 4-29. — Résumé des huit mesures de résistance qui permettent de vérifier un transistor.

e) *Résistance de l'espace collecteur-émetteur*, ce dernier étant *positif*. Généralement de 20 à 100 kΩ pour les transistors de faible puissance, d'autant plus faible que la dissipation nominale du transistor est plus élevée.

f) *Résistance de l'espace collecteur-émetteur*, ce dernier étant *négatif*. Beaucoup plus élevé qu'en *e* généralement, mais aussi, du même ordre de grandeur, ou même un peu plus faible, pour certains transistors.

g) *Résistance entre le collecteur (négatif) et l'ensemble base-émetteur*. Valeur toujours assez élevée. Résistance toujours élevée, souvent du même ordre de grandeur que *f*, mais parfois nettement plus élevée. Valeur moyenne : quelques dizaines de kilohms le plus souvent.

h) *Résistance entre l'émetteur (positif) et l'ensemble base-collecteur*. Valeur toujours faible, en règle générale nettement plus faible, que dans les cas *b* et *c*, par exemple une centaine d'ohms sur la sensibilité « ×100 ».

Le tableau suivant résume quelques résultats de mesures, effectuées sur un certain nombre de transistors courants de faible puissance. On peut constater que les chiffres relatifs aux transistors très différents sont du même ordre de grandeur.

On notera que les résistances inverses sont d'autant plus élevées que le transistor est moins puissant, surtout en ce qui concerne la mesure *a*.

Il est probable que les chiffres indiqués sont valables pour la plupart des transistors équivalents à ceux qui figurent dans le tableau 4-5, soit :

Y633 = AC188, AC132, AC128, AC106, AC114, AC118, AC120, AC121, AC142, AC153, AC154, AC163, AC167, AC174, AC180, AC184, AC134, AC136, AC152, etc.

OC71 = AC125, AC107, AC109, AC113, AC122, AC126, AC150, AC155, AC160, AC165, AC170, etc.

988T1 = AC132 = Y633 (voir plus haut).

991T1 = AC125 = OC71 (voir plus haut).
ASY26 = ASY27, ASY15, ASY32, ASY54, ASY56, etc.

Transistors p-n-p de puissance au germanium

Si l'on refait les mêmes mesures avec un transistor de puissance, on trouve toutes les résistances nettement plus faibles, surtout les inverses. Par exemple, le tableau 4-6 réunit les résultats des mesures sur un 2N554, dont les caractéristiques sont très proches de celles des transistors tels que AD130, AD131, AD139, AD140, AD149, 2N230, 2N400 2N463, 2N1021, 2N1314, 2N2061, 2N2065, etc.

Tableau 4-5

Résistances mesurées suivant la figure 4-29 pour quelques transistors et sur les différentes sensibilités de l'ohmmètre

Transistor	Figure 4 -29	Résistance mesurée sur la sensibilité : X 10	X 100	X 1 000	X 10 000
Y 633	a			200 kΩ	120 kΩ
	b	21	120	600	
	c	26	145	800	
	d				300 à 400 kΩ
	e		15 kΩ	4 kΩ	
	f				300 à 350 kΩ
	g			300 kΩ	185 kΩ
	h	21	135	850	
OC 71	a				150 à 170 kΩ
	b	60	250	1000	
	c	65	260	1100	
	d				350 kΩ
	e		20 kΩ	10 kΩ	3 kΩ
	f			300 kΩ	160 kΩ
	g			65 kΩ	
	h	18	100	500	
988T1	a				170 à 500 kΩ
991T1	b	30 à 32	150 à 160	750 à 850	
	c	32 à 34	160	800 à 900	
	d				300 à 750 kΩ
	e		20 kΩ	10 à 20 kΩ	2 à 3 kΩ
	f		200 kΩ	120 à 200 kΩ	20 à 90 kΩ
	g			70 à 200 kΩ	40 à 80 kΩ
	h	16	90 à 100	500 à 600	
ASY26	a				500 à 800 kΩ
	b	34 à 36	190 à 200	1100	
	c	36 à 38	200	1100 à 1200	
	d				600 à 700 kΩ
	e			50 à 60 kΩ	
	f				190 kΩ
	g				200 à 250 kΩ
	h	19	120	650	

Tableau 4-6

Résistances mesurées suivant la figure 4-29 pour un transistor de puissance

Figure 4 - 29	Résistance mesurée sur la sensibilité: X 10	X 100	X 1 000	X 10 000
a		3,5kΩ	6kΩ	4,5kΩ
b	16	100	500	
c	17	105	600	
d			120kΩ	55kΩ
e	110	350	420	
f			30kΩ	
g	3kΩ	3,5kΩ	5,2kΩ	
h	12	80	350	

A ce tableau on peut ajouter encore quelques chiffres résultant des valeurs que nous avons mesurées sur des transistors de puissance type ASZ 17 (= AD138, AD438, AD466, etc.) et ADZ12 (=2 N1100, 2 N4053, etc.). Nous avons trouvé : 35 à 70 kΩ pour *a*; 15 à 20 Ω pour *b*; 15 à 20 Ω pour *c*; 37 à 70 kΩ pour *d*; 400 Ω à 1,5 kΩ pour *e*; 1,8 à 7 kΩ pour *f*; 2,4 à 8 kΩ pour *g*; 6 à 9 Ω pour *h*.

Transistors n-p-n germanium

Leur différentes résistances peuvent se mesurer exactement comme pour un *p-n-p*, mais en tenant compte de l'inversion des jonctions correspondantes. Autrement dit, le montage de la figure 4-29*a* mesurera la résistance directe de la jonction BC, celui de la figure 4-29*b*, la résistance inverse de la même jonction et ainsi de suite.

Les mesures correspondant aux montages *g* et *h* de la figure 4-29 seront réalisées, lorsqu'il s'agit de transistors *n-p-n*, suivant les montages *a* et *b* de la figure 4-30. Dans ces conditions, pour les transistors de faible puissance (dissipation maximale de l'ordre de 300 mW), la mesure de la figure *a* donne une résistance très élevée, pratiquement illisible s'il s'agit d'un transistor silicium, tandis que la mesure *b* aboutit à des valeurs du même ordre de grandeur que pour la figure 4-29*a*.

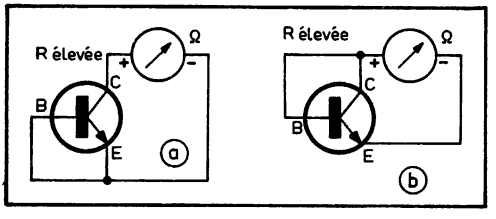


Fig. 4-30. — Deux mesures de résistance particulières aux transistors *n-p-n*.

On voit que la mesure des résistances nous permet, en particulier, de distinguer très rapidement, un *p-n-p* d'un *n-p-n*, à condition, bien entendu que nous connaissions les sorties du transistor. Il n'est même pas nécessaire, pour y arriver, d'effectuer les huit mesures de la figure 4-29, les deux ou, à la rigueur, les quatre premières suffisant amplement.

Transistors silicium

Les résistances « internes » de ces transistors diffèrent très nettement des résistances correspondantes des « germaniums », en ce sens qu'elles sont généralement beaucoup plus élevées.

C'est ainsi que la résistance directe de la jonction BC se situe entre 150 Ω et 6 kΩ environ, suivant la sensibilité utilisée, tandis que la résistance inverse est très nettement supérieure à 1 MΩ, du moins lorsqu'il s'agit de transistors de faible puissance (dissipation inférieure à 300 mW, par exemple.

Le tableau 4-7 montre les valeurs trouvées avec des transistors au silicium BSY10 et BFY11.

Le transistor BSY10 est très proche, en tant que caractéristiques des transistors tels que 2 N1613, 2 N2218 et, dans une certaine mesure, BC107, BC147, BC547, BC118, etc. Le transistor BFY11 est sensiblement du même type.

Tableau 4-7

Résistances mesurées suivant les schémas des figures 4-29 et 4-30 pour deux transistors n-p-n silicium

Figure	Résistance mesurée sur la sensibilité :			
	X 10	X 100	X 1 000	X 10 000
4 - 29 a	140 à 150	800 à 900	6 kΩ	
b				1 à 5 MΩ
c				1 à 5 MΩ
d		1 000	7 à 7,5 kΩ	55 kΩ
e				0,6 à 5 MΩ
f				0,15 à 5 MΩ
4 - 30 a				Très élevée
b	110 à 120	800	6,5 kΩ	

Les mesures *e* et *f* donnent une résistance très élevée, difficilement mesurable avec les transistors BSY10 et une résistance de quelque 600 kΩ en *e* et de 150 kΩ en *f* avec les BFY11. Tous ces chiffres ont été vérifiés sur plusieurs échantillons de chaque transistor.

Bien entendu, la mesure de la résistance directe et inverse d'une jonction ne constitue qu'un « test » très élémentaire qui, généralement, ne peut donner, directement du moins, aucune indication précise sur les performances d'un transistor. Néanmoins, lorsque nous trouvons, par exemple, une résistance très faible là où elle doit être élevée, ou inversement, il est à peu près certain que le transistor est défectueux.

Méthode rapide pour contrôler l'état d'un transistor

Lorsqu'on veut vérifier si un transistor fonctionne normalement la première mesure à effectuer est celle de la tension base-émetteur, que l'on obtient en mesurant séparément la tension de base et celle d'émetteur et en faisant leur différence.

Si l'on prend l'habitude de mesurer toujours par rapport à l'extrémité « froide » de la résistance d'émetteur, on doit trouver, qu'il s'agisse d'un *n-p-n* ou d'un *p-n-p*, une tension de base supérieure de 0,2 V en moyenne à celle d'émetteur. Étant donné le sens de branchement du voltmètre pour l'une et l'autre mesure, cela signifie que dans le cas d'un *p-n-p* la base est négative par rapport à l'émetteur et que dans celui d'un *n-p-n* elle est positive.

Si la tension base-émetteur est nulle, c'est-à-dire si la tension à la base et à l'émetteur est la même, c'est déjà un signe d'anomalie, dont il faut rechercher la cause suivant les indications données plus haut. A plus forte raison, il est anormal de trouver une tension base-émetteur de polarité opposée à la normale : tension de base plus faible que celle d'émetteur.

Si la tension base-émetteur semble normale, en grandeur et en polarité, cela ne veut pas dire encore que le transistor fonctionne correctement et, en particulier, que le signal appliqué sur la base commande le courant de collecteur.

Pour s'en assurer, on connecte le voltmètre comme pour mesurer la tension de collecteur, on note la déviation de l'aiguille et on court-circuite la base à l'émetteur (fig. 4-31*a*). Normalement, ce court-circuit bloque le transistor, qu'il soit *p-n-p* ou *n-p-n*, et fait tomber à une valeur négligeable son courant de collecteur, de sorte que le voltmètre nous indiquera une tension qui sera pratiquement celle d'alimentation.

Ce genre de contrôle n'est guère possible lorsque le circuit de collecteur retourne à la masse ou à l'un des pôles de l'alimentation, suivant la conception du récepteur, à travers un bobinage dont la résistance est toujours pratiquement négligeable, ce qui est le cas des amplificateurs H.F., F.I. et des oscillateurs. On peut évidemment y remédier en intercalant une résistance de quelque 1 à 2 kΩ dans le circuit de collecteur, mais cette complication est souvent peu aisée à mettre en pratique.

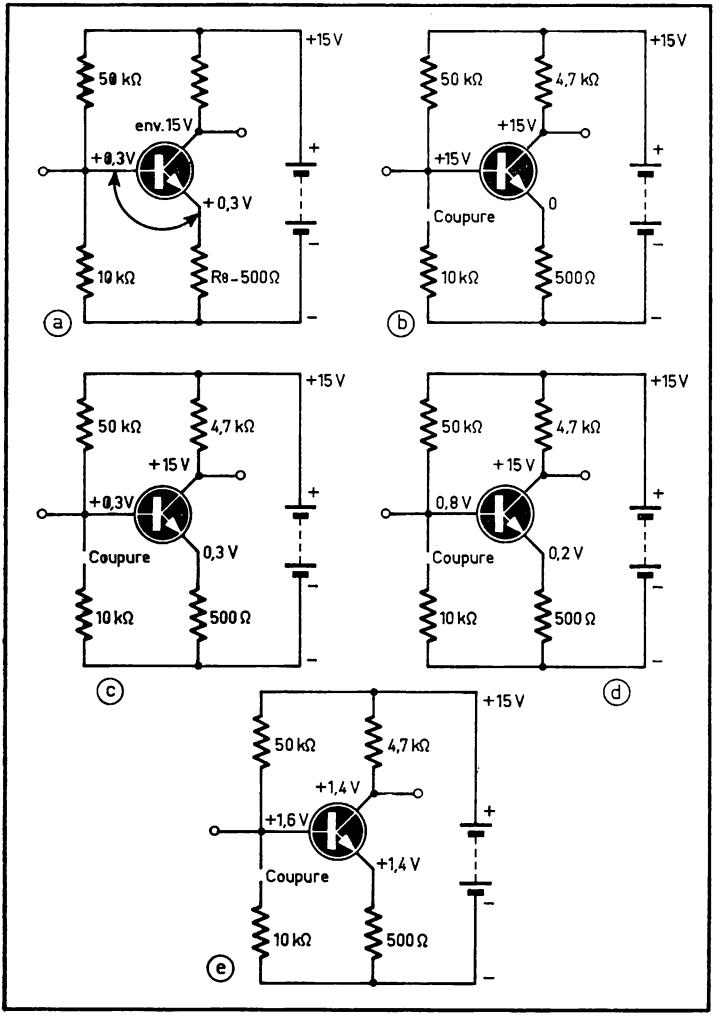


Fig. 4-31. — Ces cinq schémas résument les mesures à effectuer sur un transistor « en circuit » pour déterminer rapidement s'il est bon ou défectueux.

Toujours est-il que si l'essai ci-dessus ne provoque aucune variation du courant de collecteur, le transistor peut être considéré comme défectueux.

Pour savoir pourquoi il l'est, on dessoude l'une des résistances du diviseur de tension de base, comme le montre la figure 4-31*b* et on mesure les tensions qui apparaissent alors sur le collecteur, l'émetteur et la base :

1. Si la tension de collecteur et celle de base sont pratiquement égales à la tension d'alimentation, il y a une coupure interne de la jonction base-émetteur;

2. Si la tension de collecteur est pratiquement égale à la tension d'alimentation et qu'en même temps les tensions de base et d'émetteur sont presque nulles (fig. 4-31*c*), il y a un court-circuit interne de la jonction base-émetteur;

3. Si la tension de collecteur reste toujours égale à celle d'alimentation et qu'en même temps on mesure sur la base et sur l'émetteur de faibles tensions, déterminées par le courant de la diode base-émetteur, on peut conclure à la coupure interne de la jonction collecteur-base (fig. 4-31*d*);

4. S'il existe une même tension sur le collecteur et l'émetteur, il y a un court-circuit interne collecteur-émetteur (fig. 4-31*e*).

TRANSISTORMÈTRES

La plupart des transistormètres que l'on peut bâptiser « d'atelier » sont des appareils simples et, partant de là, plus ou moins facilement réalisables par un technicien. Ils permettent de mesurer le gain en courant β d'un transistor ainsi que certains courants « résiduels » : I_{ceo}, I_{cbo}, etc. Certains offrent la possibilité de mesurer le gain à différentes fréquences.

Un transistormètre très simple

On peut vérifier et comparer les transistors en mesurant leur courant de collecteur résiduel I_{ceo} et leur gain en courant β. Ces deux mesures peuvent être très commodément et très simplement réalisées à l'aide du montage de la figure 4-32.

Le transistor essayé est connecté en amplificateur de courant continu à émetteur commun. Le courant de base I_b, fixé une fois pour toutes et pour tous les transistors essayés, est égale à

$$I_b = E/R,$$

E désignant la tension de la batterie d'alimentation, soit 3 V dans le cas présent.

Le courant de collecteur I_c est égal alors à

$$I_c = \beta I_b$$

où β représente le gain en courant dans le montage à émetteur commun. Il en résulte, puisque le courant de base I_b est approximativement le même pour tous les transistors essayés et que nous pouvons, de plus, le mesurer une fois pour toutes, que le coefficient β peut être déterminé directement par la mesure de I_c. Pour le faire on utilisera un milliampèremètre M, prévu pour un courant maximal de quelque 20 mA, au besoin à trois sensibilités : 200 μA, 2 mA, 20 mA.

L'échelle de ce milliampèremètre pourra être graduée directement en valeurs de β en choisissant convenablement la valeur de R, afin de couvrir toute la plage nécessaire. Si I_{max} est l'intensité maximale mesurable avec M et β_{max} le gain maximal qu'on veut pouvoir mesurer, nous aurons :

$$R = \frac{E\,\beta_{max}}{I_{max}}.$$

Avec $I_{max} = 20$ mA et $\beta_{max} = 400$, valeur que l'on n'aura pas souvent à dépasser, on trouve

$$R = \frac{30 \times 40}{20} = 60 \text{ k}\Omega$$

On voit alors qu'à $\beta = 20$ correspondra un courant $I_c = 60/60 = 1$ mA; à $\beta = 50$, $I_c = 2{,}5$ mA; à $\beta = 100$, $I_c = 5$ mA, etc.

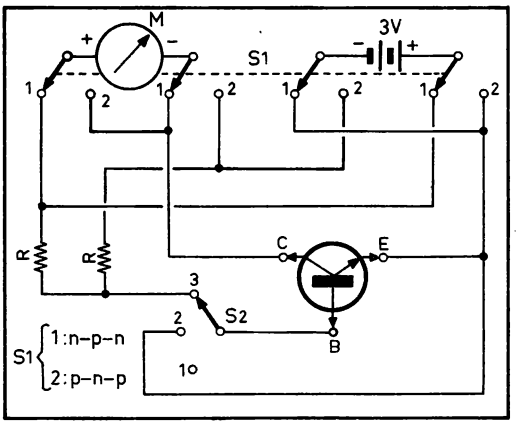


Fig. 4-32. — Schéma de principe d'un transistormètre très simple pour transistors *p-n-p* et *n-p-n*.

L'essai d'un transistor se fait en trois temps. Après avoir placé l'inverseur S_1 sur la position 1 pour un *n-p-n* ou 2 pour *p-n-p*, on commute S_2 sur 1 où l'on mesure le courant I_{ceo} (courant résiduel collecteur-émetteur à circuit de base ouvert). Pour juger si ce courant, très instable en fonction de la température, est normal ou excessif, voir ce qui a été dit plus haut à ce sujet, et en particulier le tableau 4-2. De toute façon, ce courant est toujours relativement important lorsqu'il s'agit de transistors germanium : 20 à 200 µA même pour des transistors de faible puissance. Mais si on essaie un transistor silicium, ce courant n'est pas mesurable, car inférieur le plus souvent au microampère.

En position 2 de S_2 la base se trouve réunie à l'émetteur et on mesure, par conséquent, le courant I_{ces}, qui est toujours beaucoup plus faible que I_{ceo}.

Enfin, en position 3 de S_2 on mesure le gain en courant β du transistor.

Un transistormètre « dynamique »

Cet appareil, qui a été commercialisé par *Grundig*, permet d'essayer la fonction dynamique et le comportement en H.F. des transistors *p-n-p* et *n-p-n*, ainsi que des diodes de détection et de commutation et des diodes-capacités. Son schéma complet est celui de la figure 4-33.

Essai des transistors

Le transistor essayé, placé sur son support ou connecté aux bornes de mesure correspondantes, fait partie d'un circuit oscillant L-C et son comportement en tant qu'oscillateur permet d'apprécier ses qualités en tant qu'amplificateur H.F.

Les éléments L-C du circuit oscillant (il s'agit d'un oscillateur Colpitts) sont prévus pour cinq fréquences différentes et commutés par le contacteur S_1 à deux circuits et cinq positions : 0,5-3-10-40-100 MHz.

L'inverseur S_3 permet de choisir entre les types *n-p-n* et *p-n-p*.

Dès que le transistor à essayer est mis en place, l'oscillateur commence à fonctionner. Il est prudent de commuter S_1 sur la fréquence la plus basse, c'est-à-dire en position 1.

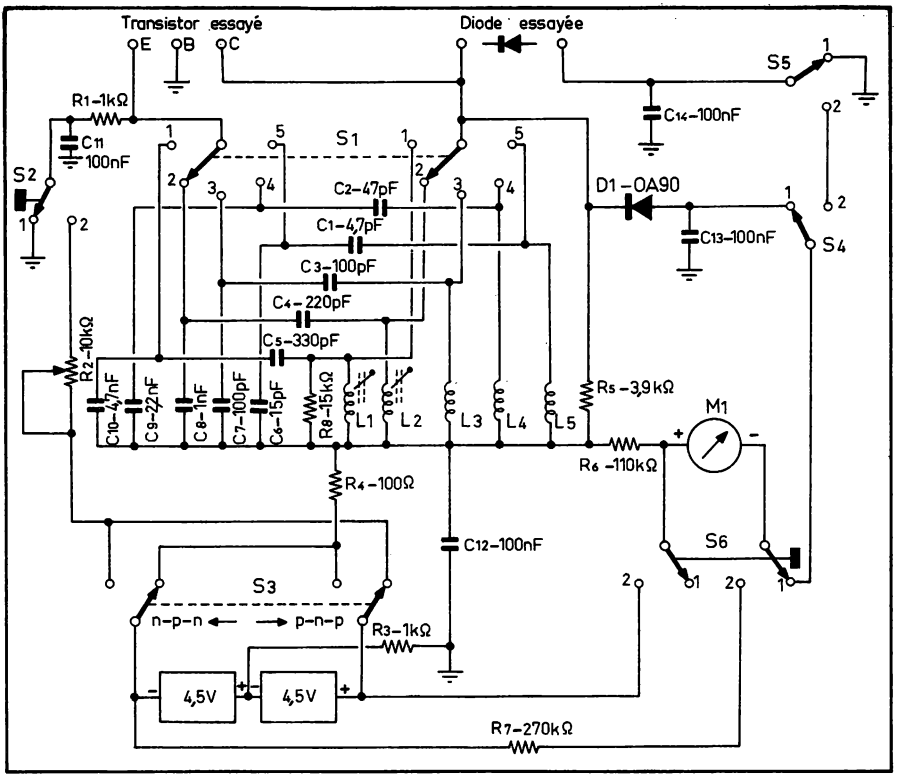


Fig. 4-33. — Schéma complet d'un transistormètre permettant l'essai des transistors en oscillation, des diodes normales et des diodes capacités.

La diode D_1 redresse la tension H.F. apparaissant sur le circuit oscillant et l'applique au microampèremètre M_1 qui dévie. En commutant S_1 successivement sur 2, 3, 4 et 5 on augmente la fréquence de l'oscillateur, ce qui permet de déterminer sur laquelle des cinq fréquences et avec quelle amplitude le transistor oscille encore.

Lorsque la fréquence augmente, on observe une diminution de l'amplitude de l'oscillation, ce qui permet de tirer un renseignement sur la fréquence limite du transistor, c'est-à-dire f_{max}, qui représente la fréquence à laquelle un transistor, associé à un circuit oscillant à faibles pertes, oscille encore, mais décroche aussitôt que la fréquence augmente. Pratiquement, le transistor ainsi essayé peut être utilisé à une fréquence maximale représentant à peu près la moitié de f_{max}.

Le potentiomètre R_2, qui règle le courant d'émetteur, sera placé, au départ, sur le repère 0,5 mA. Son réglage sur les valeurs plus élevées fait augmenter la tension d'oscillation.

L'essai ci-dessus permet de déterminer aussi s'il s'agit d'un transistor de technologie *fusion* ou de technologie *diffusion*. Les premiers oscillent généralement jusqu'à 0,5 MHz pour les types B.F. et jusqu'à 3 ou 10 MHz pour les H.F. Les transistors « diffusés » (planar ou mesa) oscillent encore fort bien à 100 MHz, en général. Les transistors diffusés qui « annoncent » une fréquence limite plus basse, par exemple 50 MHz, oscillent encore correctement à 40 MHz.

L'amplitude de l'oscillation à une certaine fréquence donne une idée sur la fréquence limite du transistor essayé. Par exemple, si un transistor oscille à 100 MHz avec une tension

de 3 à 4 V indiquée par M_1, cela signifie que sa fréquence limite est très largement supérieure à 100 MHz et que le gain en puissance à cette fréquence est important. D'une façon générale, l'interprétation des résultats obtenus est une question d'habitude à se servir de cet appareil. On peut indiquer, cependant, qu'un transistor en très bon état fait dévier M_1 à fond avec R_2 au deux tiers de sa course. Si M_1 dévie aux quatre cinquièmes du cadran avec le curseur de R_2 au maximum, le transistor essayé peut encore être considéré comme bon.

Les fréquences de mesure dont dispose l'appareil ne sont que des valeurs approximatives, car la fréquence réelle d'oscillation dépend, entre autres, de la capacité d'entrée des transistors essayés. De plus, la dispersion des caractéristiques des transistors peut entraîner des écarts de fréquence de ± 20 %, et c'est également valable pour les valeurs de I_e indiquées par R_2.

A noter qu'une mesure se fait en appuyant la touche S_2, à retour automatique, ce qui applique la tension positive ou négative à l'émetteur du transistor essayé.

La position 2 de l'inverseur double S_6, à retour automatique en position 1, est réservée au contrôle de l'état des deux batteries. La valeur de la résistance R_7 doit donc être choisie en fonction de la résistance propre du microampèremètre M_1 (qui est un 100 μA) et du repère indiquant une tension de 8 à 9 V.

De même, la valeur de R_6 doit être ajustée pour que M_1 dévie à fond avec une tension H.F. de quelque 4 V_{eff}.

Essai des diodes

Pour essayer une diode, on place un transistor, dont le bon état ne fait pas de doute, dans son support, ce qui donne naissance à une oscillation que l'on utilise pour essayer la diode. Cette dernière est placée dans le bon sens aux bornes prévues à cet effet, et sa fréquence limite est déterminée par une mesure comparative. Par la manœuvre de l'inverseur S_4 on compare la déviation obtenue avec la diode essayée (position 2) et celle résultant de la diode D_1 (position 1). L'inverseur S_5 doit être, évidemment, en position 2. La diode D_1, une OA90, se comporte encore très bien à 100 MHz et si on emploie, en tant qu'oscillateur, un transistor « montant » bien à 100 MHz et même au-delà, on peut comparer la diode essayée à D_1 sur toutes les fréquences disponibles.

Essai des diodes-capacités

On peut également apprécier la qualité et la capacité des diodes « varicap ». A cet effet, on fait fonctionner l'oscillateur comme précédemment, avec un transistor quelconque, et on note la déviation obtenue sur une certaine fréquence avec la diode de l'appareil (D_1). On place alors la diode-capacité aux bornes d'essai, où elle est soumise à une tension inverse de $-4{,}5$ V si l'inverseur S_3 est en position *p-n-p* et S_5 sur 1.

Comme la diode essayée se trouve, en fait, en parallèle sur le circuit oscillant, la fréquence et l'amplitude de la tension d'oscillation dépendent de la capacité de la diode et des pertes qu'elle introduit.

On remplace alors la diode essayée par un circuit R-C parallèle, dont on règle les deux composants de façon à obtenir la même variation de la fréquence et de l'amplitude. La valeur de C correspond alors à la capacité de la diode et celle de R à l'amortissement qu'elle introduit.

Réalisation

Voici les caractéristiques des bobines pour les oscillateurs des cinq fréquences :

L_1 (0,5 MHz). — En principe, on peut utiliser la bobine accord G.O. démontée sur un vieux bloc et munie d'un noyau réglable. Son inductance doit se situer entre 300 et 350 μH. On peut également utiliser l'inductance miniature ajustable *Oréga*, type 5359 (160 à 470 μH).

L_2 (3 MHz). — Cette bobine doit présenter une inductance de 14 µH, et peut être réalisée, sur un mandrin de 6 mm de diamètre, muni d'un noyau réglable, avec quelque 70 spires jointives en fil émaillé de 0,3 mm, soit 23 mm de longueur de bobinage environ. On peut également utiliser une inductance réglable miniature *Oréga*, type 53938 (10 à 22 µH).

L_3 (10 MHz). — L'inductance de la bobine doit être de 2,2 µH environ. Cela correspond à une bobine réalisée sur un mandrin de 7,5 mm de diamètre, muni d'un noyau réglable et comportant 9 spires en fil émaillé de 0,4 mm. Inductance ajustable miniature *Oréga*, type 53928 (1,7 à 3,3 µH).

L_4 (40 MHz). — Inductance nécessaire : 0,33 µH environ. Bobine sans mandrin, comportant environ 8 spires espacées en fil de 1 mm, enroulées sur 6 mm de diamètre. Longueur totale 15 mm environ. Inductance ajustable *Oréga* type 53918 (0,24 à 0,47 µH).

L_5 (100 MHz). — Inductance nécessaire : 0,15 µH. Bobine sans mandrin, comportant 3 spires espacées, en fil de 1 mm, enroulées sur 6 mm de diamètre. Longueur totale : 6 à 7 mm. Inductance ajustable *Oréga* type 53914 (0,11 à 0,22 µH).

ALIMENTATION DES APPAREILS A TRANSISTORS

En règle générale, les petits et les moyens récepteurs portables sont alimentés uniquement à l'aide d'une batterie de piles, dont les tensions les plus courantes sont de 6 ou de 9 V, plus rarement de 7,5 V.

Cependant, la tendance d'ajoindre aux récepteurs portables, même moyens, une alimentation secteur se manifeste de plus en plus. Il est évident, par ailleurs, qu'aussitôt qu'il s'agit d'un appareil délivrant une certaine puissance, supérieure à quelque 2-3 W, par exemple, une alimentation secteur seule constitue la solution la plus économique.

Les récepteurs auto fabriqués actuellement sont tous prévus pour être alimentés par une batterie de 12 V, car les voitures équipées d'une batterie de 6 V sont de plus en plus rares.

ALIMENTATION PAR PILES

Caractéristiques générales

Toute pile peut être caractérisée par les chiffres suivants :

1. Sa *force électromotrice*, c'est-à-dire la différence de potentiel à ses bornes mesurée à vide, à circuit ouvert. Évidemment, la mesure doit se faire à l'aide d'un voltmètre dont la consommation peut être considérée comme négligeable (p. ex. 10 kΩ/V).

Il est impossible d'utiliser entièrement la f.e.m. d'une pile, car chaque élément possède une résistance interne dont on est obligé de tenir compte. En fonctionnement, c'est-à-dire lorsque la pile fournit un certain courant I, sa f.e.m. e se partage entre la résistance de la charge extérieure R_c et sa résistance interne r, proportionnellement à la valeur de ces résistances :

$$e = Ir + IR_c,$$

le terme Ir représentant la chute de tension à l'intérieur de la pile et le terme IR_c la chute de tension aux bornes de la charge extérieure ou, plus simplement, la *tension* de la pile.

Tout cela signifie que la tension d'une pile est plus faible que sa force électromotrice et n'a pas une valeur constante. Elle dépend du courant débité par la pile : plus ce courant est important, plus la chute de tension à l'intérieur de la pile est grande, et plus la tension disponible est faible.

La résistance propre d'une pile ne reste pas constante, elle non plus, et croît avec le courant débité par la pile et avec l'usure de cette dernière : la résistance propre d'une pile neuve est beaucoup plus faible que celle d'une pile qui commence à « faiblir ». De plus, pour des piles de même type, de même technologie, mais de dimensions différentes, la

résistance propre est d'autant plus faible que les dimensions de la pile sont plus importantes. Par contre, la force électromotrice est propre à un certain type de piles, indépendamment de ses dimensions.

La quasi-totalité des piles actuellement utilisées sont constituées par des éléments donnant une f.e.m. de 1,5 V environ chacun. La résistance interne de ces éléments, du moins à l'état neuf, est relativement faible, de sorte que si le courant débité ne dépasse pas le maximum indiqué par le constructeur, la tension fournie par une pile neuve reste très voisine de 1,5 V.

2. — Sa *capacité* c'est-à-dire la quantité d'électricité que la pile donnée peut fournir dans un circuit extérieur jusqu'à sa décharge complète. La capacité Q s'exprime en ampère/heures et s'obtient évidemment en multipliant le courant débité I (en ampères) par le temps total de décharge t (en heures).

La capacité d'une pile dépend de ses dimensions, de la nature de ses électrodes, de la quantité et de la composition de l'électrolyte et, éventuellement, du dépolarisant. Mais, de toute façon, la capacité définie ci-dessus est purement théorique, puisqu'elle suppose que la totalité de l'électrode négative a été dissoute par l'électrolyte, ce qui n'est jamais le cas , la pile se trouvant hors service bien avant, à peu près lorsque la moitié seulement de l'électrode négative a été « consommée ».

De plus, la capacité utilisable d'une pile est encore diminuée du fait de l'auto-décharge, qui fait qu'une pile, même au repos, sans débiter aucun courant, ne peut être conservée indéfiniment. La capacité pratiquement utilisable dépend encore de la façon dont une pile est déchargée : cette capacité est plus élevée si le courant demandé à la pile est faible; elle est également plus élevée si la décharge a lieu d'une façon intermittente.

On admet qu'un élément de 1,5 V est pratiquement hors d'usage lorsque sa tension, en charge, tombe à 0,9 V. Et lorsqu'il s'agit d'un récepteur à transistors, des « anomalies » commencent à apparaître encore plus tôt : manque de puissance, distorsion, etc. Dans ces conditions, la capacité pratiquement utilisable d'une pile peut être définie par le temps de décharge amenant la tension de chaque élément à 0,9 V et par le courant correspondant, courant dont la valeur maximale est toujours indiquée par le constructeur.

Piles charbon-zinc et alcalines au manganèse

Les piles standard existent en deux technologies : charbon-zinc et alcalines au manganèse, mais leur présentation, du moins en ce qui concerne les modèles courants utilisés dans les récepteurs portables, magnétophones et électrophones, est la même, les dimensions des différents types étant indiquées sur la figure 5-1.

En ce qui concerne les caractéristiques électriques, de même que les avantages et les inconvénients de ces deux technologies, il ne nous est pas possible de les analyser en détail ici, mais devons, cependant signaler un point : les piles alcalines au manganèse présentent, en règle générale, et à volume égal, une capacité plus élevée que les piles charbon-zinc. Autrement dit, à courant débité égal elles durent plus longtemps.

Les chiffres que nous donnons ci-après concernent la *capacité réelle*, ou, si l'on préfère, la capacité utilisable de quelques piles courantes alcalines au manganèse. En effet, la capacité théorique indiquée par certains constructeurs correspond à la décharge de la pile à la tension moitié de la tension nominale. Or, l'expérience prouve que la plupart des récepteurs portables manifestent une baisse de rendement marquée avec la tension d'alimentation réduite à 1,1-1,15 V par élément. Si cette tension descend à 1 V, un grand nombre de récepteurs cessent de fonctionner, le plus souvent par l'arrêt de l'oscillateur. Il n'est donc pas question, sauf le cas de récepteurs comportant un système plus ou moins compliqué de stabilisation, de laisser la tension descendre à 0,75 V par élément.

Pile « grosse torche ». Capacité théorique généralement indiquée : de l'ordre de 10 000 mAh. Si on fixe la limite de décharge à 1 V, cette capacité est de 2 600 mAh à 200 mA (soit 13 h), et de 4 200 mAh à 50 mA (soit 84 h).

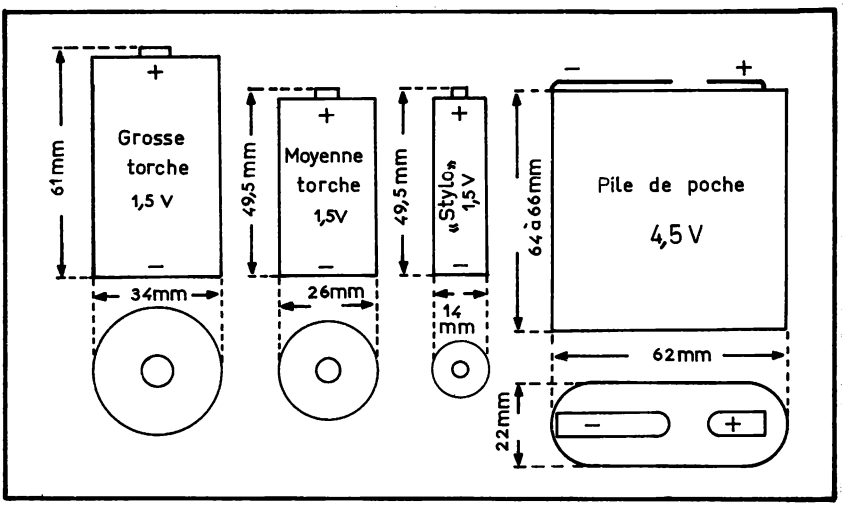


Fig. 5-1. — Dimensions et polarité de quelques piles courantes pour l'alimentation des appareils portables à transistors.

Pile « moyenne torche ». Capacité théorique : 5 000 mAh. Si la limite de décharge est fixée à 1 V, cette capacité est de 1 280 mAh à 200 mA (6 h 30 environ), et de 2 000 mAh à 50 mA (40 h).

Pile « stylo ». Capacité théorique : 1 800 mAh. Avec la limite de décharge fixée à 1 V, cette capacité est de 500 mAh environ à 200 mA (2 h 30) et de 750 mAh à 50 mA (15 h).

Pile de poche. Capacité théorique de l'ordre de 3 600 mAh, avec les conséquences que l'on peut tirer par comparaison avec les chiffres ci-dessus.

Si on veut avoir une idée sur la durée probable d'une pile avec une intensité inférieure à 50 mA, on peut extrapoler les chiffres indiqués pour 200 et 50 mA, en remarquant que la réduction de l'intensité dans le rapport de 4 multiplie la durée d'utilisation possible par 6,5 environ. Autrement dit, avec un débit de 12,5 mA, parfaitement concevable lorsqu'il s'agit d'un petit récepteur de poche, une pile « stylo » peut durer une centaine d'heures.

Piles au mercure

Ces piles, sur la technologie desquelles nous ne pouvons guère nous étendre ici, présentent deux caractéristiques qui leur confèrent un avantage certain par rapport aux piles dont il a été question plus haut : une capacité élevée (supérieure de 50 % environ à celle des piles alcalines au manganèse, à volume égal); une constance de la tension pendant la décharge, qui se maintient pratiquement à sa valeur nominale pendant la moitié du temps prévu et ne perd ensuite que 10 à 15 % de cette tension jusqu'à la phase finale, où la tension de la pile diminue très vite.

La force électromotrice d'une pile au mercure est, suivant les modèles, de 1,4 ou de 1,35 V par élément.

Les courbes de la figure 5-2 illustrent et résument les caractéristiques de décharge, donc de durée, des piles du type « Stylo » appartenant aux trois technologies dont il a été question : charbon-zinc (1); alcaline au manganèse (2); au mercure (3). Pour ces trois piles, le courant de décharge est de 50 mA.

Il existe une très grande variété de piles au mercure, dont la figure 5-3 montre les dimensions des modèles que l'on trouve dans les récepteurs, surtout miniatures, du type

dit « de poche ». La capacité théorique de la pile « bouton » (à gauche) est de 300 à 350 mAh, ce qui se traduit, pour une décharge à 1,1 V avec un courant de 14 mA, par une capacité utilisable de l'ordre de 260 mAh, soit 18 h 30 de fonctionnement. Avec un courant de 6,2 mA cette durée passe à 45 h environ, et avec 2,8 mA elle dépasse 110 h.

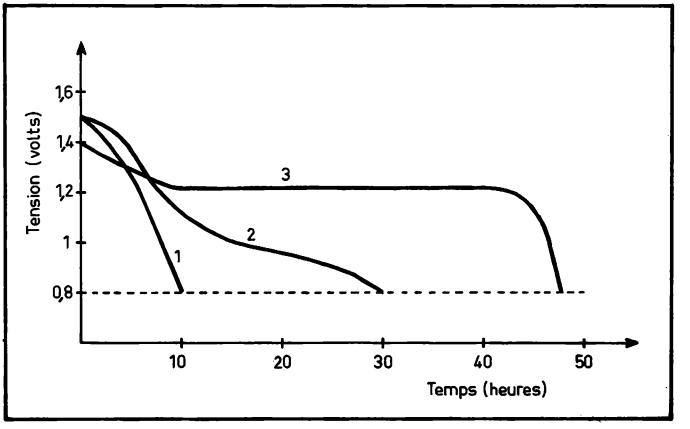


Fig. 5-2. — Courbes de décharge de trois piles de même volume, mais de technologie différente : charbon-zinc (1); alcaline au manganèse (2); au mercure (3).

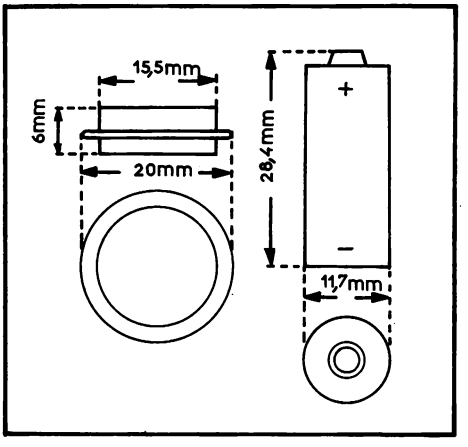


Fig. 5-3. — Dimensions de deux piles au mercure parmi celles qui sont souvent utilisées dans les récepteurs miniatures.

La pile représentée à droite a une capacité nominale de 800 mAh, ce qui signifie que les durées de fonctionnement seront plus que doublées, avec les mêmes intensités, par rapport à la pile « bouton ».

Les piles au mercure existent également en dimensions « stylos » (fig. 5-1) et « grosse torche », les capacités nominales étant respectivement de 2 400 mAh et de 14 000 mAh.

ALIMENTATION SUR SECTEUR

Comme nous l'avons dit plus haut, on rencontre de plus en plus d'appareils portables à alimentation mixte, piles ou secteur, que ce soit des récepteurs, des électrophones ou des magnétophones. Mais aussitôt que la puissance de sortie dépasse 2-3 W, l'alimentation par piles devient trop coûteuse sinon impossible et on est contraint d'adopter une alimentation secteur seule, stabilisée ou non.

Alimentations mixtes, piles ou secteur

Quelques exemples de montages industriels

Le schéma de la figure 5-4 représente l'alimentation de ce type utilisée sur le récepteur « Top-Boy 500L » *(Grundig)* et sur plusieurs autres modèles du même constructeur, avec parfois quelques modifications de détail. Cette alimentation présente la particularité de ne comporter aucune commutation 220-110 V au primaire du transformateur TR qui, connecté à un secteur 110 V (pratiquement disparu aujourd'hui) donne simplement une tension plus faible à la sortie et, par conséquent, une tension d'alimentation également plus faible pour le récepteur, suffisante, cependant pour que ce dernier fonctionne, mais avec une puissance réduite et une sensibilité diminuée, comme s'il s'agissait de piles « fatiguées ».

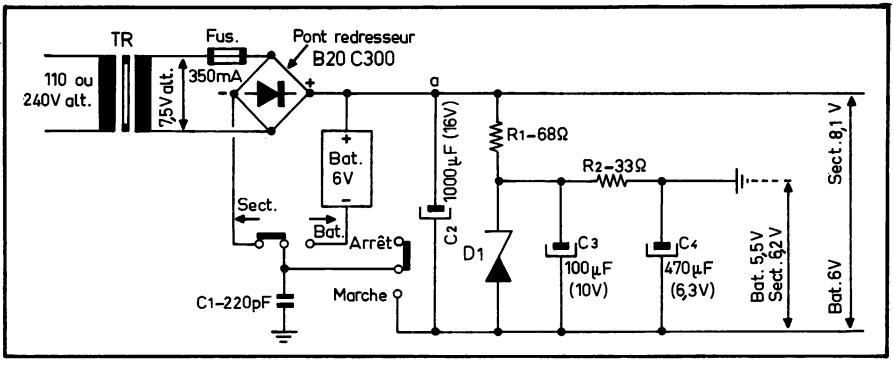


Fig. 5-4. — Alimentation mixte piles-secteur utilisée, en particulier, sur le récepteur « Top-Boy 500L » *(Grundig)*.

De toute façon, la tension d'alimentation en position « secteur » (240 V) est nettement supérieure à celle qui est fournie par la batterie (aux bornes de C_2).

Le « plus » de la tension redressée, prélevée à la sortie du pont B20-C300, est envoyé directement vers l'amplificateur B.F. (du type sans transformateur, bien entendu), mais une dérivation, comprenant une cellule de stabilisation (R_1-D_1) et une cellule de filtrage (C_3-R_2-C_4) amène le « plus » à la masse, ce qui est commode pour l'alimentation des étages F.I., du changeur de fréquence et du tuner FM, équipés uniquement de transistors *n-p-n*.

La diode Zener D_1 est une ZW6,2. En cas de nécessité, on peut la remplacer par une BZX84-C6V2 ou BZY88-C6V2.

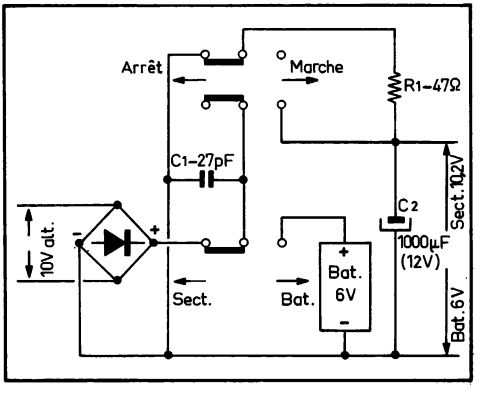


Fig. 5-5. — Modification du schéma 5-4, avec décharge de C_2 à travers R_1 en position « Arrêt » (récepteur « Melody-Boy 600 », *Grundig*).

Dans certains récepteurs *Grundig* le schéma de la figure 5-4 est modifié suivant la figure 5-5, ce qui permet de décharger le condensateur électrochimique C_2 de 1 000 µF, en position « Arrêt », à travers R_1. Le reste du dispositif d'alimentation est identique au schéma de la figure 5-4.

Le schéma de la figure 5-6 a été emprunté au récepteur « Musica 100-T1000 » *(ITT)*, dont l'amplificateur B.F., constitué par un circuit intégré, délivre une puissance de 1,5 W et se trouve alimenté par la tension de 9 V prélevée directement soit aux bornes de la batterie soit à la sortie du pont redresseur Rd (du type B30-C400). Le reste du récepteur, y compris l'étage préamplificateur B.F. précédant le circuit intégré, est alimenté à travers un stabilisateur réduit à sa plus simple expression et comprenant la diode Zener D_1, le transistor T_1 et quelques condensateurs et résistances qui s'y rapportent. Le transformateur TR

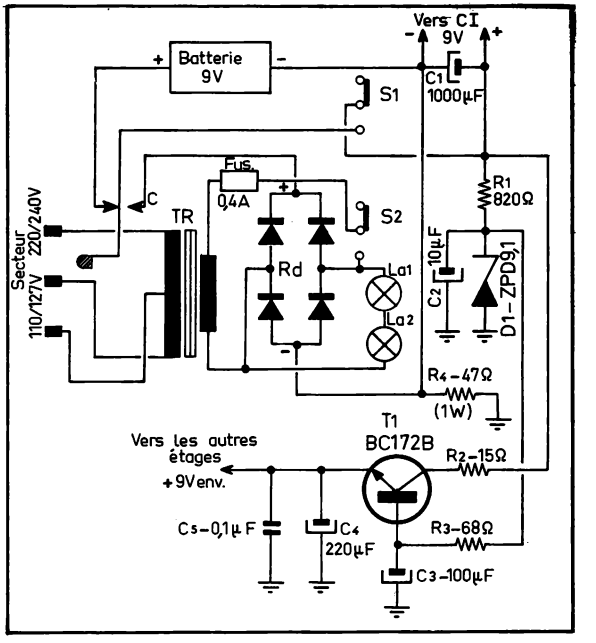


Fig. 5-6. — Un autre schéma d'une alimentation mixte avec stabilisation par transistor et diode Zener de la tension destinée aux étages autres que de sortie B.F. (récepteur « Musica 100-T1000 », *ITT*).

est prévu, au primaire, pour les tensions de 110-127 V d'une part, et 220-240 V d'autre part. Le fait d'introduire la fiche dans la prise de raccordement secteur fait basculer l'inverseur C et coupe la liaison du « plus » de la batterie avec le circuit d'alimentation en établissant le contact de ce dernier avec la sortie « plus » du pont redresseur.

Les contacts S_1 et S_2 sont ceux de l'interrupteur « Arrêt-Marche », représentés en position « Arrêt ».

La diode Zener D_1 est prévue pour une tension de stabilisation nominale de 9,1 V. Elle pourrait être remplacée, en cas de besoin, par une diode telle que BZX79-C9V1, BZX55-C9V1 ou BZX46-C9V1. Le transistor BC172B peut être remplacé par un BC548 B, BC108 B, BC113, BC148 B, BC168 B, BC170 B, BC238 B, BC268 B, B270 B, BC278 B, BC318B, etc.

Les ampoules La_1 et La_2, de 6 à 7 V, 0,1A servent pour l'éclairage du cadran, mais ne fonctionnent que sur secteur.

Pannes possibles

Ce sont surtout les condensateurs électrochimiques qui sont à l'origine de pannes fréquentes, aux conséquences parfois fâcheuses. La mesure des tensions permet le plus souvent de localiser la panne très rapidement, mais il faut bien se garder d'en tirer une

conclusion hâtive. Prenons un exemple, en nous reportant au schéma de la figure 5-4. Supposons que le *récepteur reste totalement muet aussi bien sur batterie que sur secteur.* La tension au point *a*, par rapport au « moins », est nulle. Le cas est simple : condensateur C_2 en court-circuit, ce qui, en position « Bat. », a vidé les piles en très peu de temps et, en position « Sect. », a peut-être détérioré le pont redresseur si le fusible n'a pas « sauté » à temps.

Il faut donc templacer C_2 et la batterie, mais ne remettre le récepteur en fonctionnement qu'après avoir vérifié le redresseur et le fusible. En ce qui concerne le redresseur, il s'agit le plus souvent d'un pont « compact », dont la figure 5-7 représente deux variantes que l'on rencontre souvent. Chaque pont contenant quatre diodes, il est tout à fait possible de les essayer toutes les quatre, une par une, dans le sens direct et dans le sens inverse, donc de repérer immédiatement une diode « coupée » ou en court-circuit. L'essai se fera en positions « Batterie » et « Arrêt » des différents inverseurs, de façon qu'aucun circuit extérieur ne vienne fausser les mesures.

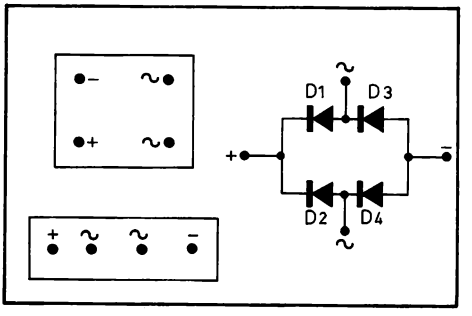


Fig. 5-7. — Disposition des sorties sur quelques ponts redresseurs courants et leur schéma.

Pour cette vérification on utilisera un ohmmètre et la façon de procéder décrite à propos des diodes. La mesure de la résistance directe se fera avec le « plus » de l'ohmmètre successivement à chaque entrée « alternatif », et le « moins » à la sortie « plus » du pont, pour les diodes D_1-D_2, puis le « plus » de l'ohmmètre à la sortie « moins » du pont, et le « moins » successivement à chaque entrée « alternatif », pour les diodes D_3 et D_4. Bien entendu, pour mesurer la résistance inverse, on effectuera les mêmes opérations, mais en inversant la polarité de l'ohmmètre.

Si le récepteur fonctionne sur batterie seulement et pas sur secteur, le condensateur C_2 (fig. 5-4) n'est pas à incriminer, et il faut chercher du côté du redresseur, du fusible et même du transformateur.

Le court-circuit du condensateur tel que C_3 supprime évidemment toute réception, car les étages autres que B.F. ne sont pas alimentés, mais conduit presque sûrement à la destruction de la résistance R_1, car le courant y atteint alors quelque 120 mA pour une tension de 8,1 à 8,5 V en *a*. Or, dans le cas précis de la figure 5-4, la résistance R_1 est de 0,3 W, et le courant maximal qu'elle peut supporter ne dépasse guère 70 mA. Les conséquences sont à peu près les mêmes si c'est le condensateur C_4 qui « claque ». Le sort des résistances R_1 et R_2 dépend de leur dissipation.

Enfin, il y a aussi la possibilité d'un court-circuit de la diode Zener D_1, dont les suites sont les mêmes que s'il s'agissait de C_4 en court-circuit.

Si on prend le cas de la figure 5-6, on retrouve les mêmes phénomènes dans le cas d'un court-circuit de C_1, d'un défaut du pont redresseur Rd, du fusible coupé ou du transformateur TR détérioré. Les choses changent si la panne affecte le circuit stabilisateur, c'est-à-dire tout ce qui concerne la diode Zener D_1 et le transistor T_1. Un court-circuit des condensateurs C_2 ou C_3, ou de la diode Zener D_1, conduit seulement au blocage du transistor, car sa base se trouve alors à un potentiel nul ou presque. La tension de +9 V à la sortie du transistor disparaît et, avec elle, toute réception aussi. La résistance R_1 ne court aucun danger, car le courant maximal la traversant en cas de court-circuit de C_2, C_3 ou D_1 ne dépasse guère 10-15 mA.

Il en est tout autrement s'il s'agit d'un court-circuit de C_4 ou, d'une façon plus générale, d'un court-circuit accidentel dans le récepteur, même de très courte durée, ce qui arrive souvent lors d'un dépannage. Le courant à travers le transistor peut (dans le cas de la figure 5-6) atteindre et dépasser 600 mA, même en tenant compte de la résistance de protection R_2, ce qui fera « sauter » le transistor presque instantanément, et certainement plus vite que le fusible.

Alimentations secteur

Elles sont de règle lorsqu'il s'agit d'ensembles (récepteurs, tuners-amplificateurs de toute sorte, chaînes stéréo Hi-Fi, etc.) dont la puissance de sortie dépasse quelque 3W. Le plus souvent, ces alimentations ne sont pas stabilisées, du moins à la sortie du redresseur, certaines stabilisations intervenant au niveau des étages où elles sont nécessaires.

Alimentations non stabilisées

Le schéma de la figure 5-8 représente une alimentation non stabilisée, mais de structure un peu particulière en ce sens qu'elle délivre, en même temps une tension positive de 24 V et une tension négative de −42 V, les deux étant mesurées par rapport à une masse commune. Cette alimentation équipe l'amplificateur stéréo « Audio 5005 » *(Schneider)*, de puissance nominale de 12 W par canal à 1 % de distorsion. La tension négative alimente

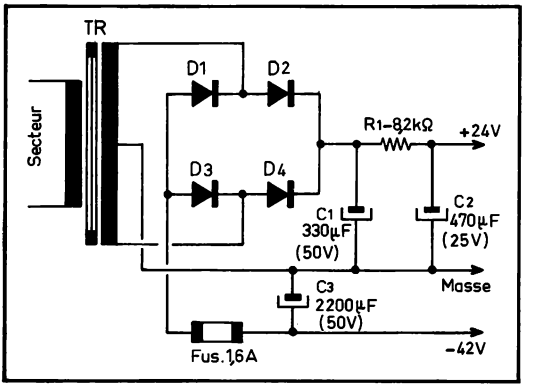


Fig. 5-8. — Cette alimentation, non stabilisée, permet d'obtenir simultanément des tensions négatives et positives.

l'amplificateur de puissance et les étages préamplificateurs, équipés surtout en transistors *p-n-p*, et sa valeur de 42 V est celle sans signal, la tension avec un signal mono descendant à quelque 30 V. La tension positive alimente les deux préamplificateurs correcteurs placés entre les prises « « Micro », « P.U. », etc., et les régulateurs de tonalité, et équipés en transistors *n-p-n*.

Le secondaire du transformateur TR donne deux fois 31 V et la consommation au primaire est de 10 VA au repos et de 60 VA à la puissance maximale, ce qui représente, respectivement, 45 et 270 mA environ, chiffres qui permettent, éventuellement, de s'assurer qu'il n'y a aucun court-circuit grave dans l'appareil. Les quatre diodes sont du type BY126, BY 127, etc.

Alimentations stabilisées

Dans le domaine des alimentations stabilisées, il y a d'abord le dispositif de la figure 5-9, utilisé sur les meubles stéréo « Florida » et « Arizona » *(Blaupunkt)*, ensembles AM/FM comportant quelque 20 transistors, un décodeur stéréo et un amplificateur de sortie de 2 fois 7 W environ. La stabilisation est réduite ici à sa plus simple expression, l'ensemble assurant davantage la fonction de filtrage que celle de stabilisation. Le secondaire

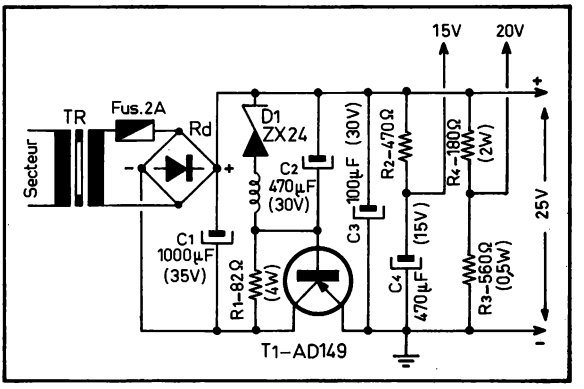


Fig. 5-9. — Une alimentation stabilisée très simple, prévue pour un ensemble stéréo de 2 fois 7 W (« Florida » et « Arizona », *Blaupunkt*).

du transformateur TR fournit, au pont redresseur Rd, une tension de 29 V environ. Le transformateur comporte encore un secondaire séparé de 7 V, pour l'alimentation de trois ampoules de cadran de 0,3A. Le débit primaire normal est de 50 VA environ, soit quelque 0,22 A en 220 V et 0,42 A en 117 V. Le pont redresseur d'origine est du type B30-C700 qu'on peut remplacer, éventuellement, par un BY164 (attention : pas le même « brochage »).

La diode Zener D_1 est une 24 V, dont la dissipation nominale (sans radiateur) est de 1,3 W. Mais si cette diode est traversée par un courant relativement important, de l'ordre de 250 mA, elle doit être munie d'un radiateur constitué par une plaque en aluminium de 2 mm d'épaisseur et de 125 × 125 mm de surface, ce qui permet d'atteindre une dissipation de 10 W environ. En cas de remplacement, on peut adopter, par exemple, la diode BZX61-C24 *(R.T.C.)*, à peu près de mêmes dimensions et dont la dissipation nominale est de 1,3 W.

Le transistor AD149 peut être remplacé par un des types suivants : AD130, AD131, AD139, AD140, ADY27, etc.

Le schéma de la figure 5-10 appartient au récepteur « Spectra Futura M » *(Nordmende)*, AM/FM, dont l'étage de sortie fournit une puissance de 7 W. La particularité de ce stabilisateur est qu'il est, en quelque sorte, à deux étages : une première stabilisation par D_1, T_1 et T_2 pour obtenir une tension de 25 V nécessaire à l'étage de sortie; une seconde stabilisation de cette tension par la diode D_2, ramenant la tension à 15 V, pour l'alimentation du reste du récepteur.

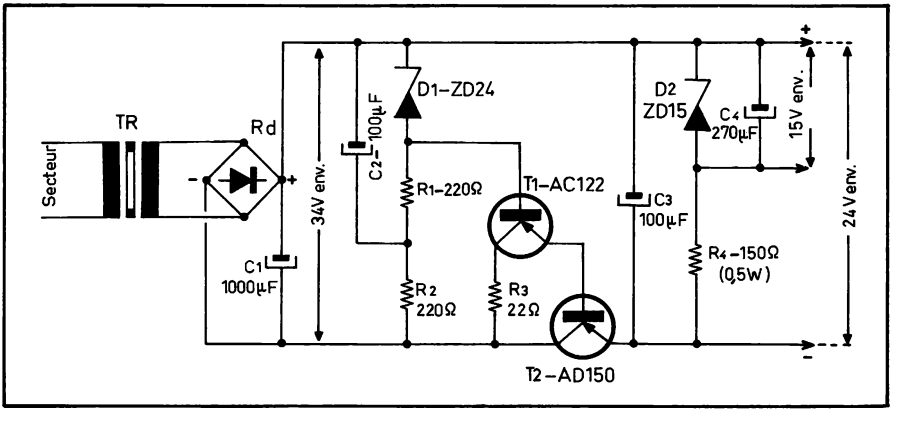


Fig. 5-10. — Alimentation stabilisée d'un récepteur AM/FM, dont l'étage de sortie délivre une puissance de 7 W (« Spectra Futura M », *Nordmende*).

Les deux diodes Zener, prévues pour 24 et 15 V respectivement, autorisent une dissipation de 1,1 W et un courant au point de fonctionnement de 50 mA pour D_2 et de 25 mA pour D_1. En cas de besoin, elles peuvent être remplacées par des diodes de la série BZX61, indice C24 pour D_1 et C15 pour D_2.

En ce qui concerne les transistors, T_1 est équivalent au AC125 et à tous les modèles analogues : AC109, AC126, AC150, etc., tandis que T_2 est très proche du AD149.

Le troisième exemple d'alimentation stabilisée est celui de la figure 5-11, dont l'une des particularités consiste à pouvoir ajuster la tension de sortie par le potentiomètre R_6. Cette tension, fixée à 36 V à la sortie du stabilisateur, alimente un amplificateur stéréo (« Audio 7007 », *Schneider*), dont la puissance de sortie est 2 fois 20 W. Le courant total délivré par le stabilisateur peut atteindre 1,5 A au maximum de puissance.

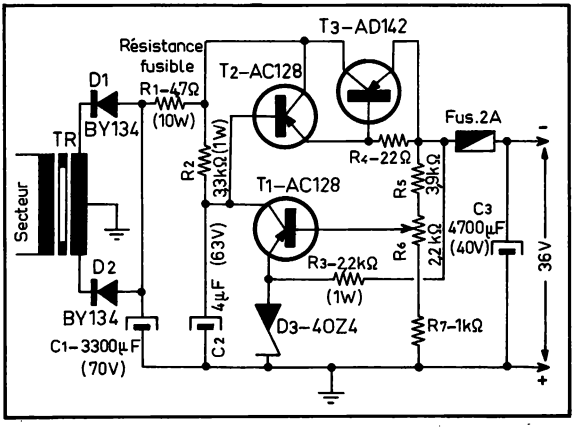


Fig. 5-11. — Alimentation stabilisée permettant l'ajustage de la tension de sortie et prévue pour alimenter un amplificateur stéréo de 2 fois 20 W (« Audio 7007 », *Schneider*).

Le secondaire du transformateur TR fournit 2 fois 41 V et chaque demi-secondaire est shunté par un condensateur de 4,7 nF, non représentés sur le schéma. La diode Zener est une 500 mW-12 V, qui peut être également une ZP12 ou une BZX79-C12. Les transistors T_1 et T_2 peuvent être choisis parmi les types tels que AC188, AC106, AC114, AC121, AC142, AC153 ou même des transistors silicium comme BC369. Le transistor de puissance AD142 est pratiquement de la même famille que AD149, ASZ15, etc.

Les diodes D_1 et D_2 peuvent être des BY126, BY127, etc.

Pannes possibles

Les deux premiers schémas, 5-9 et 5-10, ne sont munis d'aucun dispositif de protection contre les surcharges ou les court-circuits à la sortie, de sorte que tout accident de ce genre conduit inévitablement à la destruction du transistor de puissance. Le stabilisateur de la figure 5-11 est « protégé », car la diode Zener D_3, fixant le potentiel d'émetteur du transistor T_1, est alimentée par la tension prélevée à la sortie du stabilisateur. En gros (et cela dépend du réglage de R_6), la diode D_3 se bloque si la tension à la sortie diminue à la suite d'une surcharge ou, à la limite, d'un court-circuit. Il en résulte le blocage du transistor T_1, donc celui de T_2 et, par voie de conséquence, celui de T_3.

Pour le reste, on se reportera, en partie, à ce que nous avons dit à propos des alimentation mixtes, piles-secteur. Par exemple, pour les schémas des figures 5-9 et 5-10, le « claquage » du condensateur C_1 met en danger le redresseur et le transformateur, à moins que le fusible n'intervienne et ne coupe le circuit à temps.

Le court-circuit de la diode D_1, pour les deux schémas, n'a d'autres conséquences que de bloquer le système et de supprimer toute tension à la sortie. Il en est de même si C_2 (fig. 5-9) est en court-circuit. Le court-circuit de l'électrochimique C_4, pour les deux schémas, se traduit par l'arrêt de toute réception et, éventuellement, par la destruction (ou un échauffement exagéré) des résistances telles que R_2 (fig. 5-9) ou R_4 (fig. 5-10).

Dans le cas de la figure 5-11, le court-circuit de la diode Zener D_3 entraîne un courant de collecteur exagéré de T_1 (base beaucoup plus négative que normalement par rapport à l'émetteur). Mais il en résulte une chute de tension dans R_2 telle que la base de T_2 se trouve nettement plus positive que l'émetteur de ce transistor, d'où bloquage de T_2 et aussi celui de T_3. Dans certaines conditions (D_3 en court-circuit non franc) une situation « intermédiaire » peut avoir lieu, avec la tension de sortie beaucoup trop faible.

AMPLIFICATEURS B.F. ET LEURS PANNES

STRUCTURE DES AMPLIFICATEURS COURAMMENT UTILISÉS

Qu'il s'agisse de récepteurs portables, d'électrophones ou de chaînes Hi-Fi, datant de plusieurs années ou fabriqués actuellement, les étages de sortie B.F., quelle que soit leur puissance, peuvent se partager en trois catégories, que nous allons commenter brièvement, avant de les analyser en détail.

Montage standard avec transformateurs

Représenté, en simplifié, par le schéma de la figure 6-1, ce montage permet facilement un gain élevé avec un nombre de transistors réduit. Aucune composante continue n'existe dans les circuits d'entrée et de sortie, ce qui présente un avantage important dans de nombreuses applications. Ce schéma peut être réalisé avec des transistors germanium ou silicium, *p-n-p* ou *n-p-n*, et grâce au transformateur driver on obtient une bonne adaptation de l'étage d'attaque à l'étage de sortie et un courant d'attaque réduit.

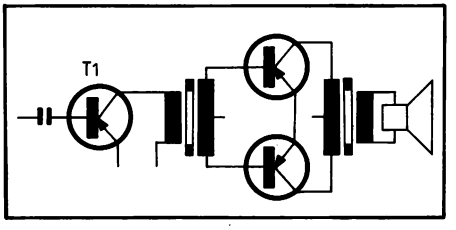


Fig. 6-1. — Schéma standard d'un amplificateur B.F. utilisant deux transformateurs de liaison.

La présence du transformateur de sortie permet l'adaptation de l'étage de sortie à un haut-parleur d'impédance quelconque et il n'est pas nécessaire de faire varier cette impédance en fonction de la tension d'alimentation ou de la puissance de sortie.

En revanche, la bande passante est limitée vers le haut et vers le bas.

La distorsion peut être relativement réduite, surtout si le transformateur de sortie est à faibles pertes, ce qui permet d'introduire une contre-réaction à taux élevé.

Amplificateurs sans transformateur de sortie

Un tel amplificateur, représenté par le schéma simplifié de la figure 6-2, n'utilise qu'un transformateur driver et peut être réalisé avec des transistors *p-n-p* ou *n-p-n*, germa-

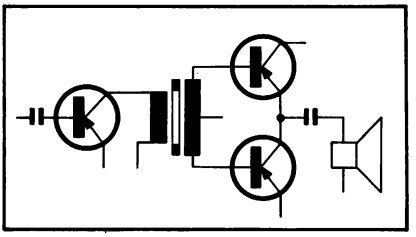


Fig. 6-2. — Schéma d'un amplificateur B.F. sans transformateur de sortie, mais avec transformateur d'attaque (driver).

nium ou silicium. L'impédance du haut-parleur dépend de la puissance de sortie et de la tension d'alimentation.

Parmi les avantages propres à ce type d'amplificateurs on peut mentionner l'économie liée à la suppression du transformateur de sortie, une bonne réponse en fréquence, une distorsion réduite et un gain élevé. Pour une tension collecteur nominale donnée des transistors de sortie, la tension d'alimentation peut être deux fois plus élevée que dans le montage standard. On peut, bien entendu, utiliser pour l'étage de sortie, des transistors *p-n-p* ou *n-p-n*.

Le courant de repos des transistors de sortie est un peu plus difficile à régler que dans le montage standard à deux transformateurs. Si la puissance de sortie est importante, il peut être nécessaire d'utiliser deux thermistances.

Amplificateurs sans aucun transformateur

Cette catégorie d'amplificateurs, qui sont pratiquement les seuls utilisés actuellement, comporte quelques variantes, dont les plus courantes sont représentées par les trois schémas de la figure 6-3.

On trouve ainsi un amplificateur réalisé suivant le schéma de la figure 6-3*a* où les deux transistors de sortie sont de même « polarité », *p-n-p* ou *n-p-n*, le driver-déphaseur pouvant être indifféremment de l'un ou de l'autre type. Les deux transistors de sortie travaillent en régime différent : collecteur commun pour T_1 et émetteur commun pour T_2. La valeur du condensateur de couplage vers le haut-parleur, C_1, doit être très élevée : généralement 470 à 1 000 µF.

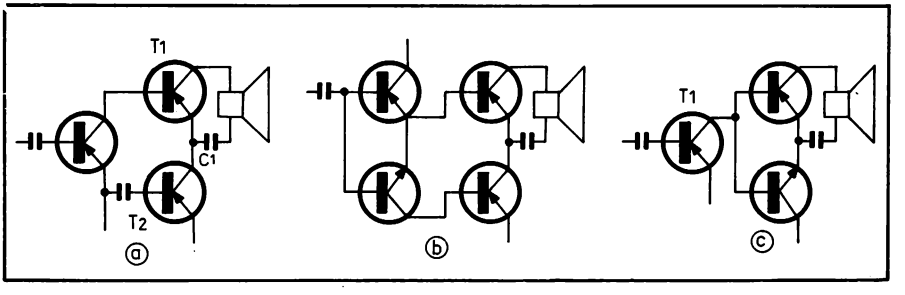


Fig. 6-3. — Étage de sortie push-pull sans transformateur, utilisant deux transistors *p-n-p* (*a*). Étage de sortie push-pull comme le précédent, mais avec driver à symétrie complémentaire (*b*). Étage de sortie à symétrie complémentaire *p-n-p/n-p-n* (*c*).

Parmi les avantages propres à ce type d'amplificateurs, on peut mentionner, en dehors de l'économie réalisée par la suppression des deux transformateurs, une bonne réponse en fréquence, un gain suffisant, bien que moins élevé comparé aux amplificateurs à transformateurs, et une tension d'alimentation qui peut être deux fois plus élevée que la tension de collecteur nominale des transistors de sortie. Enfin, ce montage permet d'obtenir des puissances de sortie élevées.

Du côté des inconvénients on peut signaler un réglage plus délicat du point de fonctionnement des transistors de sortie et de leur compensation thermique. D'autre part, le courant du driver est plus élevé que dans les amplificateurs à transformateur d'attaque (environ deux fois plus important), ce qui représente une charge un peu plus élevée pour la source d'alimentation. Enfin, les transistors de sortie doivent présenter un gain important.

Le schéma de la figure 6-3*b* est intéressant par son étage driver utilisant deux transistors en symétrie complémentaire : *p-n-p* et *n-p-n*. La réponse en fréquence, la distorsion et le gain sont comparables à ce que l'on obtient avec un amplificateur à deux transformateurs, mais l'ensemble est moins économique que l'amplificateur de la figure 6-3*a*, car il exige davantage de matériel. Enfin, le réglage des points de fonctionnement est un peu plus délicat.

Le schéma de la figure 6-3*c* représente l'amplificateur que l'on peut qualifier de classique pour tout ce qui se fabrique actuellement : étage driver T_1, qui peut être un *p-n-p* ou un *n-p-n*, et étage de sortie en symétrie complémentaire : *p-n-p-* et *n-p-n*. Les deux transistors sont utilisés en montage collecteur commun, qui fournit un gain en puissance un peu plus réduit, mais présente l'avantage d'être insensible à la dispersion éventuelle des caractéristiques des deux transistors de sortie, dont le gain en courant doit être élevé.

Le réglage des courants de fonctionnement au repos est un peu plus délicat que dans un amplificateur à deux transformateurs, mais plus facile que dans les amplificateurs des figures 6-2 et 6-3*a* et *b*. La réponse en fréquence est correcte et la distorsion est réduite. Le gain est légèrement plus élevé que dans le cas des montages *a* et *b* (fig. 6-3), mais un peu plus faible que celui des amplificateurs à transformateurs.

AMPLIFICATEURS B.F. A TRANSFORMATEURS

En tant que structure générale, ils sont conformes au schéma fonctionnel de la figure 6-1, mais comportent le plus souvent un étage supplémentaire devant le driver T_1. Assez exceptionnellement on rencontre des amplificateurs à cinq transistors, c'est-à-dire avec deux étages avant T_1.

En principe, les récepteurs et les ensembles « audio » fabriqués actuellement utilisent des amplificateurs B.F. sans transformateurs, mais on peut rencontrer dans la production de ces dernières années, et même dans les modèles 1976 de certains constructeurs, des amplificateurs à transformateurs.

Amplificateurs à 3 transistors

C'est le schéma de la figure 6-4, tout à fait classique, qui constitue, à quelques détails près, la partie B.F. de beaucoup de récepteurs à transistors qu'un dépanneur peut avoir l'occasion d'examiner. Il comprend un étage préamplificateur, équipé d'un transistor T_1, et un étage final de puissance, un push-pull classe B, utilisant deux transistors identiques, T_2 et T_3.

Tensions

Voici les tensions qui ont été mesurées aux différents points du schéma de la figure 6-4. Nous indiquons, une fois pour toutes, que ces tensions sont négatives par rapport à la masse.

a) Tension de la pile (on suppose que cette tension est de 9 V). Cette mesure doit se faire en fonctionnement ou, comme on dit, en charge. En effet, si l'on mesure la tension de cette pile à vide, l'interrupteur du récepteur étant coupé, on trouve une valeur légèrement plus élevée, de 0,1 à 0,3 volt. Au-dessous de quelle tension une pile doit être considérée comme « morte »? C'est assez difficile à dire, et cela dépend un peu du montage, mais des anomalies de fonctionnement commencent généralement à apparaître lorsque la tension descend au-dessous de 7 V à peu près : manque de puissance et distorsion plus ou moins prononcés. Ne pas oublier également que cette mesure doit se faire en l'absence de toute émission, ou, ce qui revient au même, avec le potentiomètre de puissance au minimum. En effet, à pleine puissance le courant absorbé par l'étage final est beaucoup plus élevé qu'au repos, d'où une chute de tension plus élevée à l'intérieur de la pile et une tension plus faible aux bornes de cette dernière. On trouvera, par exemple, 8,6 V en *a* avec R_1 au minimum, et 8,3 V seulement lorsqu'on écoute à puissance « confortable »;

b et *c*) Tension de collecteur des deux transistors de puissance. Étant donné la résistance ohmique normalement très faible du primaire du TR_2, la tension en *b* et *c* sera pratiquement la même qu'en *a* du moins au repos. A pleine puissance on peut enregistrer des différences atteignant 0,3-0,4 V;

d) Polarisation de l'étage final, obtenue par le diviseur de tension R_5-R_6. Dans le cas de la figure 6-4 cette tension est de 0,12 V. On doit la mesurer avec beaucoup de soin, car c'est elle qui fixe le courant de repos du push-pull, place en quelque sorte son point de fonctionnement et influe sur le taux de distorsion;

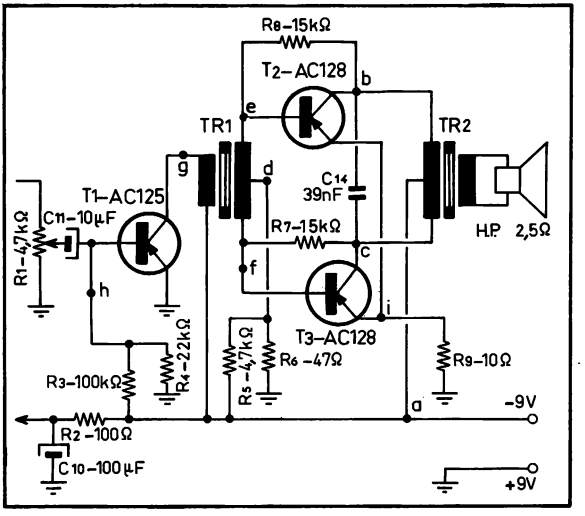


Fig. 6-4. — Amplificateur B.F. classique à trois transistors, sans compensation thermique pour le préamplificateur.

e et *f*) Tension de polarisation réelle des bases de push-pull. Étant donné l'existence d'un courant de bases et d'un courant déterminé par la présence des résistances R_7 et R_8, il se produit une chute de tension parfaitement décelable dans chacune des sections du secondaire TR_1. Cependant, pour la mesurer, il faut évidemment disposer d'un contrôleur possédant une sensibilité de l'ordre de 100 mV, ce qui est assez courant actuellement.

Dans ces conditions, on trouve, pour chaque demi-secondaire, une chute de tension de l'ordre de 40 mV, de sorte que la tension en *e* et *f* est voisine de 0,16 V (160 mV).

Il faut ajouter que l'on trouve rarement exactement la même tension en *e* et en *f*, d'une part à cause de l'inégalité des résistances R_7 et R_8, et d'autre part à cause du manque de symétrie du secondaire TR_1.

Enfin, on doit remarquer que ce montage peut être simplifié par la suppression de la résistance R_5. En effet, les résistances R_7 et R_8 déterminent une compensation thermique par contre-réaction en tension. Or, on voit facilement que pour le courant continu les résistances R_7 et R_8 se trouvent en parallèle sur R_5, car la résistance ohmique du secondaire TR_1 et du primaire TR_2 est négligeable par rapport à leur valeur. On voit, d'ailleurs, cette disposition dans certains récepteurs;

g) Tension de collecteur du transistor préamplificateur T_1. Cette tension est nettement différente de celle que l'on a trouvé en *a*, malgré le courant de collecteur relativement faible, car la résistance primaire du TR_1 est de l'ordre de quelques centaines d'ohms. Nous trouvons donc, en *g* 7,2 V;

h) Tension de base du T_1, c'est-à-dire sa polarisation. Nous trouvons 0,17 V;

i) Une résistance de très faible valeur est généralement placée dans le circuit d'émetteurs de l'étage final, et constitue un élément de compensation thermique supplémentaire (R_9, fig. 6-4). La tension que l'on trouve, au repos, à ses bornes est toujours très faible, mesurable uniquement sur la sensibilité 100 mV : quelque 16 mV dans le cas de la figure 6-4. A puissance moyenne, lorsque le courant collecteur de l'étage final augmente, cette tension augmente aussi, et atteint 110-120 mV.

La mesure de la tension en *i* constitue un « test » de la consommation normale de l'étage de sortie. Si cette consommation devient anormale pour telle ou telle raison, la tension en *i* dépasse aussitôt les limites permises et nous alerte.

Résistances

La mesure de certaines résistances d'un montage à transistors peut nous donner souvent des indications utiles pour son dépannage, mais la conduite des mesures et l'ohmmètre employé doivent faire l'objet de précautions tout à fait spéciales dont nous avons eu l'occasion de parler à propos des mesures sur les circuits à transistors.

Voici quelques recommandations, d'une portée très générale, qui peuvent vous aider à éviter certains « malentendus ».

1. Lorsqu'il n'est pas possible d'enlever facilement les transistors, faire une mesure de résistance en connectant le pôle « plus » de l'ohmmètre côté base.

Par exemple, si nous opérons sur le montage de la figure 6-4, et que nous voulons vérifier la valeur de R_4, il faut connecter le « plus » au point *h* et le « moins » à la masse. De même, pour la mesure d'une résistance telle que R_8, le « plus » sera réuni au point *e* (base) et le « moins » à *b* (collecteur).

Lorsqu'il s'agit de transistor *n-p-n*, c'est le pôle « moins » de l'ohmmètre que l'on connecte côté base.

2. Pour déterminer la polarité d'un ohmmètre (dont on ignore le schéma), le connecter à un voltmètre (sensibilité 1,5 ou 5 V). Le sens de déviation de l'aiguile de ce dernier précisera la polarité de l'ohmmètre.

3. S'assurer que la source de tension utilisée dans l'ohmmètre ne dépasse pas 1,5 à 3 V maximum. Se méfier des ohmmètres alimentés sur le secteur (sans pile).

4. Se méfier également des ohmmètres du type « shunt » ou mixte, car leur résistance série, lors de la mesure des résistances faibles, est également très faible, de l'ordre de quelques dizaines d'ohms. Donc si nous mesurons, à l'aide d'un tel ohmmètre, une résistance de quelque 100 ohms, nous y faisons passer un courant de 20 mA environ, si la pile est de 3 V seulement. C'est une intensité qui dépasse largement les possibilités d'une honnête jonction, qui sera vraisemblablement détruite très rapidement.

5. Éviter d'utiliser des sensibilités trop faibles, à moins que l'on ne soit très sûr de ce que l'on fait. Commencer les mesures toujours par celle qui offre une résistance série de l'ordre de 10 kΩ.

Voici maintenant quelques indications pratiques concernant les mesures dans le cas du montage de la figure 6-4.

Primaire du transformateur de sortie. — La résistance très faible de chaque moitié (quelques ohms) permet d'opérer directement, sans rien dessouder et sans faire attention au sens de branchement de l'ohmmètre. On trouve ainsi une résistance comprise entre 4 et 6 Ω par section, soit 8 à 12 Ω pour la totalité du primaire. A noter également que très souvent on constate une nette asymétrie des deux moitiés. C'est ainsi qu'il nous est arrivé de mesurer 4 Ω d'un côté et 6 de l'autre. Et l'on s'étonne après d'une musicalité plutôt minable!

Résistances R_7 et R_8. — Si l'on veut vérifier la valeur de ces résistances, il est nécessaire de dessouder les deux extrémités du primaire TR_2, si l'on ne veut pas mesurer R_5, R_7 et R_8 en parallèle. De plus, on respectera rigoureusement le sens de branchement de l'ohmmètre : le « plus » en *e* ou *f* et le « moins » en *b* ou *c*. Dans l'autre sens on trouve une résistance très faible.

Secondaire transformateur TR_1. — Ici encore, on peut mesurer la résistance de chaque moitié sans rien dessouder, mais en respectant le sens de branchement de l'ohmmètre. En connectant le pôle « moins » de ce dernier en *d*, et le pôle « plus » successivement en *e* et *f*, on trouve pour chaque moitié une résistance de 90 Ω très sensiblement. Si l'on inverse les connexions de l'ohmmètre, on trouve 65 Ω par section seulement, car de chaque côté la conductance de la jonction base-émetteur intervient et shunte la moitié correspondante du secondaire avec R_6 et R_9 en série.

Primaire transformateur TR_1. — En somme, il s'agit de mesurer la résistance entre *a* et *g*. Sans rien dessouder, nous connectons l'ohmmètre avec le « plus » en *a* (donc vers la base) et le « moins » en *g*. Nous trouvons 230 Ω. Si nous inversons les connexions de l'ohmmètre, nous ne trouvons plus que 220 Ω.

Si le primaire est coupé et que nous essayons d'en mesurer la résistance avec le « plus » de l'ohmmètre en *g*, nous trouvons environ 7 000 Ω. Dans l'autre sens la résistance est très élevée, mais non infinie : 200 à 250 kΩ.

Voilà donc un exemple des difficultés rencontrées lors de la mesure de résistances dans un montage à transistors. Un enroulement est coupé, et pourtant nous trouvons une résistance parfaitement définie et variable suivant le sens de branchement de l'ohmmètre.

Résistance shunt d'alimentation. — Nous désignons par ce terme la résistance que l'on mesure entre *a* et la masse, la pile étant déconnectée. Si l'ohmmètre est connecté par son pôle « moins » en *a* et son pôle plus » à la masse, on trouve environ 600 Ω. En inversant les connexions la résistance mesurée est légèrement inférieure à 1 000 Ω.

La connaissance de cette résistance shunt d'alimentation est utile pour apprécier rapidement si la consommation de repos est normale ou non. En effet, si l'on divise les 9 volts de la tension d'alimentation par 600 Ω, on trouve une intensité de quelque 15 mA, c'est-à-dire, pratiquement, le courant de repos normal du récepteur.

Résistances R_3 et R_4. — Si nous mesurons entre *h* et *a* (avec le « plus » de l'ohmmètre en *h*), nous trouvons environ 20 kΩ, ce qui est tout à fait logique, puisque nous venons de voir que la résistance shunt d'alimentation était de l'ordre de 600 Ω et que, par conséquent, lorsqu'on mesure R_3 on trouve, en parallèle, R_4 avec 600 Ω en série.

A signaler que si l'on mesure « à l'envers », on ne trouve que 1 200 Ω environ.

Enfin, si l'on mesure aux bornes de R_4, avec le « moins » à la masse, on trouve également 20 kΩ environ. Ne pas essayer de mesurer dans l'autre sens, du moins dans le cas particulier de la figure 6-4, où le transistor T_1 ne possède aucune résistance d'émetteur.

Un ohmmètre branché aux bornes de R_4 équivaut alors à une source de tension connectée directement à la jonction émetteur-base. Le résultat dépend de la résistance que l'on trouvera en série, c'est-à-dire de la résistance propre de l'ohmmètre sur la sensibilité utilisée.

Variantes

Le schéma de la figure 6-4 étant classique dans ses grandes lignes, il peut être intéressant de connaître ses variantes que nous pouvons rencontrer dans la pratique.

Le montage de la figure 6-5 a été emprunté à un récepteur *Schneider*. On voit que le le transistor T_1 comporte une compensation thermique par contre-réaction d'émetteur (R_4). De ce fait, la tension à l'émetteur est de 0,63 V, ce qui oblige à porter la base à 0,77 V, de façon à la maintenir négative de 0,14 V environ par rapport à l'émetteur. Remarquons aussi la faible résistance totale du pont R_3-R_2, améliorant encore la stabilité thermique de l'étage préamplificateur.

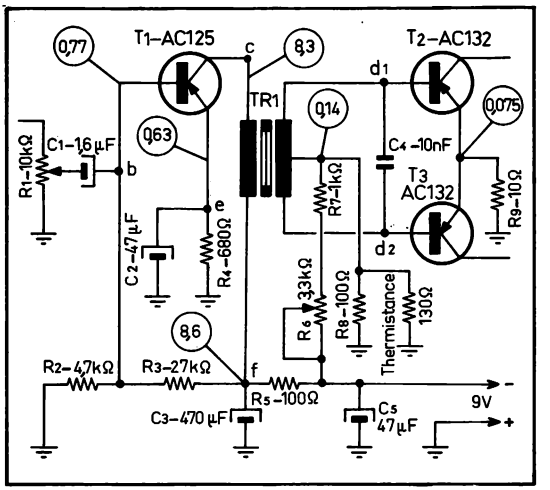


Fig. 6-5. — Un autre amplificateur B.F. à trois transistors, à compensation thermique beaucoup plus étudiée.

Étant donné les tensions indiquées et la valeur de la résistance R_4, on déduit que le courant de collecteur du T_1 est de 0,92 mA environ et que, par conséquent, la résistance du primaire TR_1 est de quelque 320 Ω.

La polarisation de l'étage final est stabilisée par une thermistance dont la résistance à 25° est de 130 Ω, de sorte que l'ensemble R_8-thermistance constitue une résistance de quelque 56 Ω à cette température. A 50° le même ensemble ne représentera plus que 36 Ω environ, ce qui diminuera la polarisation des bases et maintiendra le courant collecteur pratiquement au niveau initial.

Pour quelques autres variantes nous nous baserons sur la structure du schéma de la figure 6-5 et dresserons le tableau 6-1, où sont indiquées en particulier les tensions mesurées en *b*, *c*, *e*, d_1-d_2 et *f*.

Certaines valeurs de R_5 sont suivies d'un astérisque (*) qui signifie que dans les montages correspondants le retour du primaire TR_1 se fait avant R_5.

Lorsque la valeur de $R_6 + R_7$ est suivie d'un double astérisque (**), cela veut dire que cette résistance prend son départ après R_5. D'autre part, lorsque deux valeurs sont indiquées pour $R_6 + R_7$, cela veut dire que cette résistance est ajustable en totalité ou en partie.

La valeur de la résistance indiquée pour les thermistances l'est en ohms à 25 °C.

Lorsqu'un amplificateur de ce type ne comporte aucune thermistance pour la stabilisation du régime de l'étage de sortie, il n'est nullement interdit d'en ajouter une en s'inspirant de ce que nous disons plus loin à ce sujet.

Tableau 6-1

Caractéristiques de quelques amplificateurs à trois transistors

Elément du schéma	1	2	3	4	5	6	7
T_1	AC125	AC126	AC125	AC125	AC126	AC125	AC126
T_2 - T_3	AC128	AC132	AC128	AC128	AC132	AC128	AC132
R_2 (kΩ)	10	39	8,2	12	10	10	12
R_3 (kΩ)	56	82	33	39	39	33	22
R_4 (Ω)	1000	820	560	560	680	330	680
R_5 (Ω)	220	150	560(*)	680 (*)	120	150	100
$R_6 + R_7$ (kΩ)	3,3	4,7	3,9	3,75	1,2 à 2,9	0 à 5	3,3
R_8 (Ω)	47	100	82	60	100	220	82
Thermistance sur R_8	Non	Non	Non	Non	130	300	Non
C_2 (μF)	47	100	100	100	33	27	33
b (V)	1 à 1,15	2	1,21	1,6	0,9	0,9	1,8
c (V)	8,2 à 8,5	8,3	8,7	8,6	4,9	4,6	5,6
e (V)	1,05 à 1,2	1,8	1,08	1,45	0,8	0,72	1,7
d_1 - d_2 (mV)	110 à 150	175	180	200	170	160	200
f (V)	8,7	8,4	7,5	7,1	5,6	–	5,8
Tension batterie (V)	9	9	9	9	6	6	6

Amplificateurs à 4 transistors

Son schéma est celui de la figure 6-6, schéma très souvent utilisé, avec parfois quelques variantes que nous indiquerons plus loin. D'ailleurs, on se rend compte facilement qu'entre les schémas des figures 6-4 et 6-6 la différence réside uniquement dans l'adjonction d'un étage préamplificateur supplémentaire pour le montage de la figure 6-6. Nous remarquons, cependant, deux particularités :

1. Au lieu d'avoir une résistance unique pour les deux émetteurs de l'étage final, nous avons ici deux résistances séparées (R_{14} et R_{15}). Cette façon de faire ne se justifie par aucune considération valable, et la solution de la figure 6-4 est toujours préférable. On peut même ajouter que, très souvent, une résistance commune telle que R_9 (fig. 6-4) est d'une valeur inférieure à 10 Ω : 4,7 à 6,8 Ω;

2. Un circuit de contre-réaction, englobant les deux derniers étages, est prévu dans l'amplificateur de la figure 6-6. C'est le circuit qui va de la bobine mobile à la base du transistor T_2, à travers R_7. En dehors de cela, voici les résultats des mesures effectuées sur ce montage.

Tensions

La tension de la pile, à vide, était de 8,8 V lorsque les mesures ci-dessous ont été effectuées. En charge, on trouvait 8,45 V environ au point *a*, tension qui tombait à 7,8 V après R_{10}, en *k*.

Aux point *b* et *c* la tension est pratiquement la même qu'en *a*. Voir ce que nous avons dit à ce sujet à propos de la figure 6-4.

Au point *d* on trouve une tension de 0,26 V environ, c'est-à-dire nettement supérieure, à ce que nous avons mesuré dans le cas de la figure 6-4. Les bases étant plus négatives, le courant de collecteur sera plus élevé et nous devons nous attendre à trouver, en *i* et *j* une tension appréciable. Nous mesurons, en effet, 88 mV en *i* et 74 mV en *j*.

Théoriquement, on pourrait penser que dans le cas d'une résistance commune de 10 Ω la tension serait de 88 + 74 = 162 mV. Mais, pratiquement, une telle tension à l'émetteur aboutirait à diminuer la polarisation, puisque la différence entre la tension en *d* et celle aux bornes d'une résistance commune d'émetteur serait moindre, d'où courant de collecteur plus faible. On arriverait ainsi à une tension de l'ordre de 130 mV, ce qui dénote un courant total de collecteur (de repos) de quelque 13 mA, valeur excessive, puisque l'on ajuste généralement ce courant à quelque 3-4 mA.

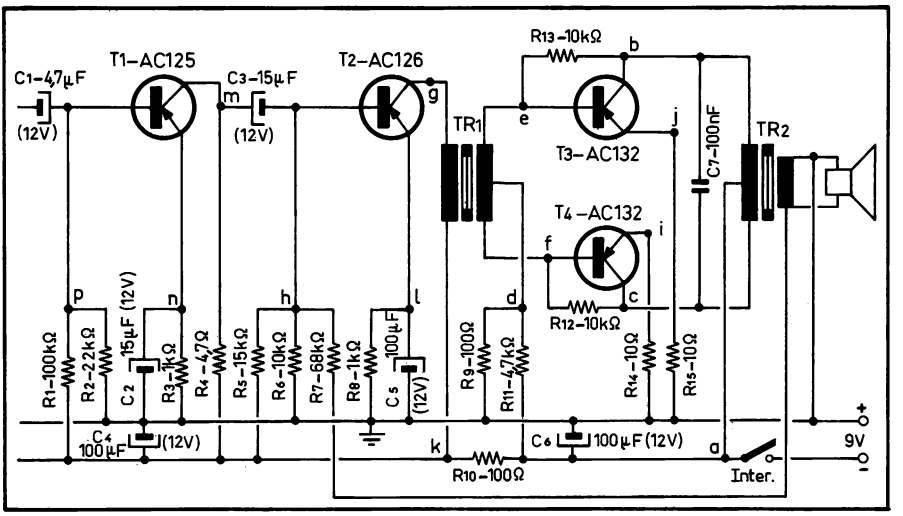


Fig. 6-6. — Un amplificateur B.F. à quatre transistors, avec deux étages de préamplification.

La retouche de la polarisation s'impose donc, dans le sens de la diminution. On l'obtient en augmentant la valeur de R_{11} ou en diminuant celle de R_9.

Si nous mesurons, sans rien modifier au montage, la polarisation réelle des bases du push-pull, nous trouverons 0,3 V en *f* et 0,29 V en *e*. Mêmes commentaires qu'à propos de la figure 6-4.

La tension en *g* (collecteur T_1) est de 6,6 V. Sur l'émetteur du même transistor (point *l*) nous trouvons 2,52 V. Comme la tension en *k*, que nous avons déjà mesurée, est de 7,8 V, nous voyons que la chute de tension dans le primaire TR_1 est de 1,2 V. Le courant de collecteur étant très sensiblement celui d'émetteur, soit 2,52/1 000 = 0,00252 A = 2,52 mA, la résistance primaire doit être 1,2/2,52 = 475 Ω environ.

Passons à la base du transistor T_2 (point *h*). Nous y trouvons 2,72 V, soit une polarisation de base de 0,2 V.

Au collecteur du transistor T_1 (point *m*) nous mesurons 4,2 V, la tension d'émetteur (point *n*) étant de 0,82 V et la tension de base (point *p*) de 0,95 V. La base est donc polarisée à 0,13 V seulement, ce qui explique le courant de collecteur du transistor T_1 nettement inférieur à celui du transistor T_2. En effet, nous voyons que le courant de collecteur du T_1 est de 3,6/4,7 = 0,77 mA.

Résistances

Les deux moitiés du primaire TR_2 ont été mesurées avec beaucoup de soin et on a trouvé les valeurs suivantes : 3,95 Ω et 4,4 Ω. A ce propos, il faut signaler que cette résistance primaire est toujours très faible, pouvant descendre à quelque 1,5 Ω, mais ne dépassant qu'exceptionnellement (du moins à notre connaissance) 6 Ω (par section).

Pour le secondaire du transformateur TR_1 nous avons trouvé 62,5 Ω pour une section et 56 Ω pour l'autre, en mesurant dans le sens « direct » (le « plus » vers les bases). Dans l'autre sens on trouve, respectivement 50 et 46 Ω. Les valeurs de résistance que l'on trouve généralement pour chaque section du secondaire du TR_1 se situent entre 28 et 60 Ω et une légère dissymétrie est parfaitement normale et tolérable, si elle ne dépasse pas les limites indiquées ci-dessus, à peu près.

En ce qui concerne le primaire du TR_1, la mesure « directe » nous a donné 440 Ω (380 Ω à l'envers), chiffre suffisamment rapproché de celui déduit par le calcul (475 Ω environ). Il faut noter qu'une telle valeur est relativement élevée, celles que l'on trouve le plus souvent se situant plutôt entre 120 et 260 Ω.

Résistances R_9 et R_{11}. — Pour mesurer R_9 on peut opérer directement, sans rien dessouder, en connectant le « plus » de l'ohmmètre en *d*. On trouve une valeur de 100 Ω très sensiblement. Si l'on inverse les connexions, on ne trouve plus que 46 Ω environ.

Pour la résistance R_{11} c'est un peu plus compliqué. En mesurant avec le « plus » de l'ohmmètre en *d* on ne trouve que 1 350 Ω environ, Cela est tout à fait normal, car la *résistance shunt d'alimentation* mesurée en *a* est de 1 250 Ω environ. Autrement dit, au moment de la mesure cette résistance, en série avec R_9, se place en parallèle sur R_{11}.

Condensateurs électrochimiques. — La résistance ohmique de ces condensateurs n'intervient guère dans les différentes mesures de résistances, car elle est toujours de valeur très élevée, même « à l'envers », du moins lorsque les condensateurs sont en bon état. Généralement, dans le sens « direct » (le « plus » de l'ohmmètre au « plus » du condensateur) la résistance est supérieure à 20 MΩ pour les condensateurs de 16 à 100 μF (12 à 30 V service). Dans l'autre sens cette résistance est plus faible, mais toujours supérieure à 2 MΩ.

Résistance R_8. — Cette résistance, de même que toutes les résistances de faible valeur qui se trouvent dans un circuit d'émetteur, peut être mesurée directement, en connectant le « plus » de l'ohmmètre à la masse. On lit ainsi 1 000 Ω dans le cas de la figure 6-6. Si la mesure se fait à l'envers, on ne trouve plus que 450 Ω environ.

Résistance R_6. — La mesure directe, sans rien dessouder, n'est guère possible, car R_6 se trouve shuntée par R_5 en série avec la résistance shunt d'alimentation, ce qui équivaut à une résistance d'un peu plus de 6 kΩ, valeur que l'on trouve en effectuant la mesure, avec le « plus » de l'ohmmètre en *h*.

Résistance R_5. — Comme pour R_6, la mesure directe de cette résistance n'est guère réalisable, car on trouve alors quelque chose comme 7,5 kΩ, toujours pour la même raison que ci-dessus. Il faut donc dessouder R_5 ou R_6 d'un seul côté pour pouvoir mesurer commodément les deux.

Bien que son influence soit nettement moins marquée, il est préférable de dessouder R_7 également.

Liaison entre les transistors T_1 et T_2. — Ce qui peut arriver à cette liaison, c'est un défaut d'isolement ou même un court-circuit du condensateur C_3. Une mesure directe de résistance permet parfois de déceler un tel défaut. L'ohmmètre sera branché entre *m* et *h*, avec son « plus » vers la base du T_2, et dans ces conditions, si tout est en place, on trouvera une résistance de quelque 10 kΩ, ce qui représente *grosso modo*, R_6 en série avec la résistance shunt d'alimentation, le tout en parallèle sur R_4 en série avec R_5. Si l'on coupe R_6, la résistance mesurée devient 18 kΩ à peu près, c'est-à-dire sensiblement $R_4 + R_5$. Mais il subsiste encore une influence « conductrice » d'une jonction, car si l'on enlève le transistor T_2, on trouve une résistance de 19 kΩ, c'est-à-dire exactement la somme $R_4 + R_5$.

De plus, le transistor T_2 étant enlevé, la résistance mesurée est la même dans les deux sens, tandis qu'avec T_2 en place on trouve seulement 3,8 kΩ entre *m* et *h* lorsque R_6 est dessoudée et que le « plus » de l'ohmmètre est en *m*.

Résistance R_4. — Sans rien dessouder, et en connectant le « moins » de l'ohmmètre au collecteur, on trouve, entre *m* et *k*, une résistance voisine de 4 kΩ. Si on inverse les connexions, on lit 2,8 kΩ. Enfin, si on enlève le transistor T_1 on mesure 5 kΩ environ dans les deux sens.

Résistance R_3. — Voir tout ce qui a été dit au sujet de la mesure de R_8. Ici, on lit 1,1 kΩ « à l'endroit » et quelque 900 Ω à l'envers.

Résistances R_1 *et* R_2. — Étant donné la valeur relativement élevée de R_1, la mesure directe de R_2 donne un résultat presque juste : on trouve un peu plus de 19 kΩ (le « plus » en *p*). Si on enlève le transistor T_1, la même mesure donne un peu plus de 20 kΩ, la vraie valeur de R_2 (résistance dessoudée) étant de 22 kΩ.

Variantes

Comme nous l'avons fait pour le schéma de la figure 6-5, le tableau 6-2 résume les caractéristiques de quelques amplificateurs de marques connues, dont la structure générale ressemble à celle de l'amplificateur de la figure 6-6.

Dans les montages des colonnes 2, 5 et 6, le retour du primaire du transformateur TR_1 se fait au point *a*, ce qui explique la tension en *g* supérieure à celle en *k*.

L'étage de sortie de tous ces amplificateurs est exactement le même que celui des figures 6-4 et 6-5.

Quelques variantes portant sur le circuit de contre-réaction sont à signaler pour certains récepteurs de ce tableau.

Le schéma de la figure 6-7 représente le circuit de contre-réaction de l'amplificateur 8 du tableau 6-2. Le taux de contre-réaction est pratiquement défini par le rapport R_{16}/R_7 et on voit que, dans le cas présent, il est faible : 1 % environ.

L'amplificateur 9 est doté d'un circuit de contre-réaction analogue, mais monté un peu différemment : c'est la résistance R_{16}, de 10 Ω qui se trouve entre R_8-C_5 et la masse, la tension B.F. prélevée sur la bobine mobile arrivant au point commun R_{16}-R_8-C_5 à travers une résistance telle que R_7 de 270 Ω. Le taux de contre-réaction est donc plus élevé ici et se situe vers 4 % (rapport 10/270).

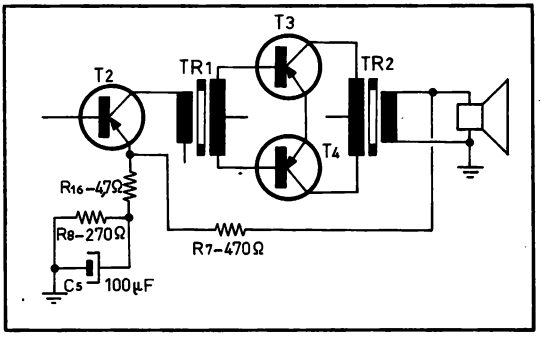


Fig. 6-7. — Circuit de contre-réaction utilisé, en particulier, sur les amplificateurs 8 et 9 du tableau.

L'amplificateur 10 possède un circuit de contre-réaction représenté par le schéma de la figure 6-8, dont le taux dépend un peu de la fréquence, aux valeurs basses de cette dernière. En effet, aux fréquences très basses l'impédance de C_5 n'est plus négligeable et l'effet shunt de R_8 sur R_{16} ne se fait plus sentir.

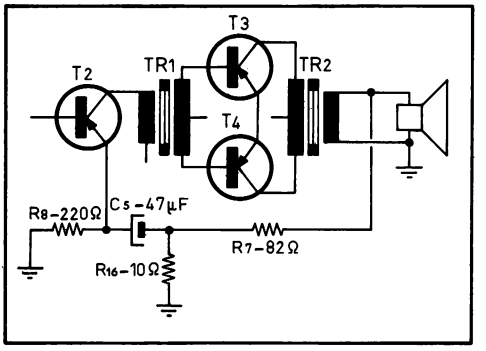


Fig. 6-8. — Circuit de contre-réaction utilisé sur l'amplificateur 10 du tableau.

Amplificateurs avec étage d'entrée à collecteur commun

Lorsqu'il s'agit d'un amplificateur qui doit fonctionner correctement avec un pick-up, il est indiqué de prévoir une résistance d'entrée suffisamment élevée, ce que l'on obtient en montant le premier étage à collecteur commun. Un excellent exemple d'amplificateur de ce type nous est fourni par celui d'un récepteur *Radialva*, représenté par le schéma de la figure 6-9. Cet amplificateur possède un double circuit de contre-réaction : collecteur-base du transistor T_2 par C_7-R_{10}-C_6-R_9; bobine mobile-base T_2 par C_{13}-R_{17}. Une commande de tonalité est également prévue (potentiomètre R_2).

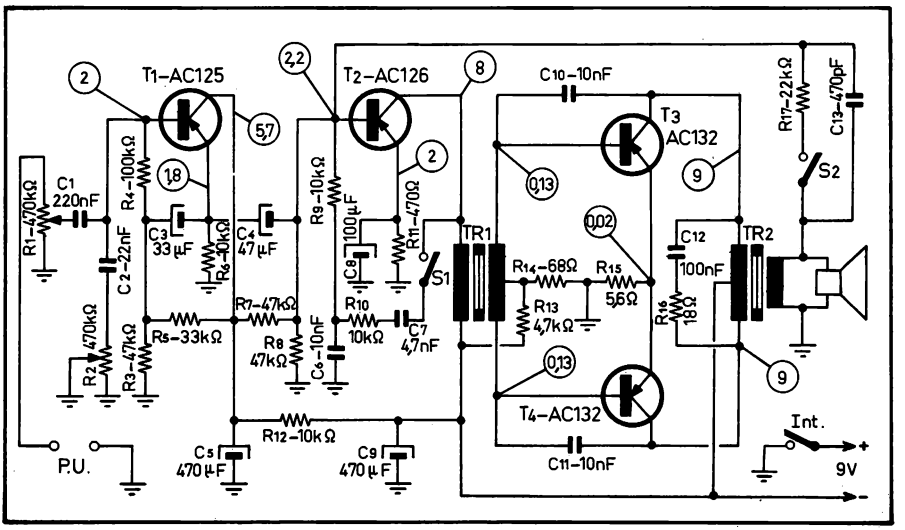


Fig. 6-9. — Un amplificateur B.F. particulièrement étudié, avec un étage d'entrée à collecteur commun et double circuit de contre-réaction.

Un autre exemple d'amplificateur dont l'étage d'entrée est monté à collecteur commun nous est donné par le schéma de la figure 6-10. On voit que ce montage présente encore la particularité d'avoir une liaison directe entre les deux étages, et d'être alimenté à partir d'une batterie de 14 V.

Amplificateurs à liaison directe

Ce type de montages est très en faveur en Angleterre au Japon et en U.R.S.S., le schéma de la figure 6-11 représentant les deux premiers étages de la partie B.F. d'un

récepteur de ce type. On y remarquera encore une autre originalité : la polarisation de la base du T_1 à partir de la tension obtenue sur l'émetteur du T_2. Ce système astucieux aboutit à une compensation thermique efficace des deux étages, ou plus exactement il améliore la compensation obtenue par la contre-réaction d'émetteur.

En effet, supposons que pour telle ou telle raison le courant collecteur du T_1 augmente. Deux effets vont en être la conséquence, les deux agissant dans le même sens. Tout d'abord, la tension en *a* diminue, ce qui entraîne la diminution du courant collecteur du T_2, donc une tension en *b* plus faible, qui se trouve reportée à la base du T_1, diminue sa polarisation et provoque une baisse du courant collecteur correspondant. Second effet : augmentation de la tension en *c*, donc, en fin de compte, diminution de la polarisation du T_1 et, sa conséquence, diminution du courant collecteur.

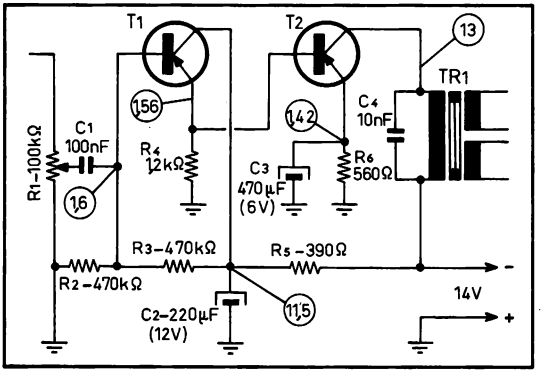


Fig. 6-10. — Un préamplificateur B.F. à deux transistors, à liaison directe entre les deux étages, et dont l'étage d'entrée est à collecteur commun.

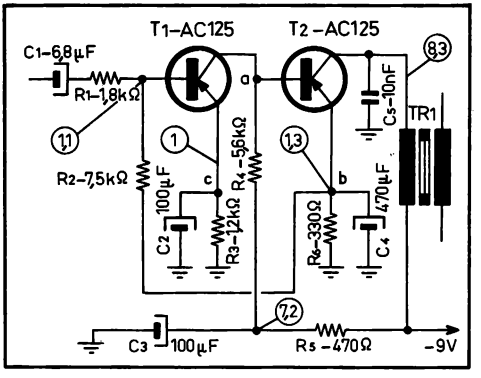


Fig. 6-11. — Un autre préamplificateur B.F. à deux transistors, à liaison directe entre les deux étages.

Si c'est le courant collecteur du T_2 qui augmente anormalement, la tension en *b* augmente aussi, ce qui diminue la polarisation du transistor (écart des tensions en *a* et en *b* plus faible) et freine son courant collecteur. Mais en même temps, la polarisation du T_1 augmente, le courant collecteur de ce transistor aussi, ce qui détermine une tension plus faible en *a*, donc, encore une fois, la polarisation du T_2 plus faible et son courant collecteur moindre.

Le schéma de la figure 6-12 représente, en entier, un amplificateur à 4 transistors avec la liaison directe entre les deux premiers étages. La tension de polarisation de base du transistor T_1 est prélevée sur le circuit d'émetteur de T_2, ce qui assure une contre-réaction en continu entre les deux étages. Lorsque la température ambiante augmente, le courant de collecteur de T_1 augmente également, ce qui provoque une diminution de la tension en *a*, c'est-à-dire sur la base de T_2. Le courant d'émetteur de ce transistor diminue et, par conséquent, la tension en *b*, où l'on prélève la polarisation de base de T_1, diminue

aussi, ce qui freine l'augmentation du courant de collecteur de T_1 et rétablit l'équilibre. Ce système assure la stabilité thermique de l'ensemble dans la plage de -10 °C à $+45$ °C.

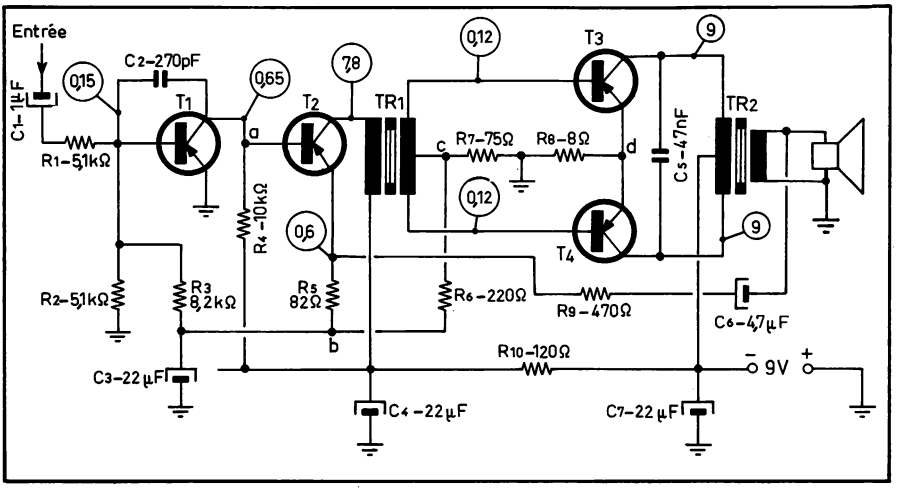


Fig. 6-12. — Un amplificateur pour un petit récepteur, avec la liaison directe entre les deux premiers étages B.F.

De plus, comme le courant d'émetteur de T_2 est également utilisé pour obtenir la polarisation de l'étage de sortie T_3-T_4 (point *c*), le régime de cet étage se stabilise automatiquement en présence des variations de température dans la plage ci-dessus.

Signalons qu'en fonctionnement normal la tension aux émetteurs de T_3-T_4 (point *d*) est de 0,05 V environ.

Il s'agit ici, d'un petit récepteur, mesurant 170 × 90 × 40 mm, et dont la puissance de sortie est de 100-150 mW. Les quatre transistors utilisés sont du même type : AC132 ou analogue.

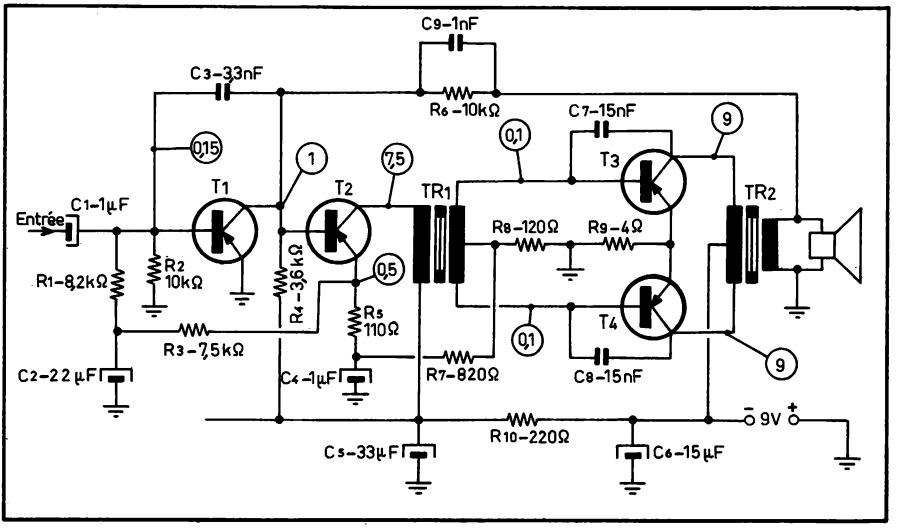


Fig. 6-13. — Un autre exemple d'amplificateur à liaison directe entre les deux premiers étages.

Tableau 6-2

Caractéristiques de quelques amplificateurs à quatre transistors

Elément du schéma	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_1	AC125	AC125	AC125	AC125	AC128	AC125	AC125	AC122	AC125	AC125
T_2	AC125	AC125	AC125	AC125	AC128	AC128	AC125	AC132	AC125	AC125
R_1 (kΩ)	33	120	100	150	56	68	100	120	12	120
R_2 (kΩ)	3,9	22	15	15	10	10	33	33	5,6	22
R_3 (kΩ)	1,5	1	2,7	2,2	1	1	2,7	1	2,2	2,7
R_4 (kΩ)	3,9	6,8	6,8	22	3,9	3,9	6,8	1	3,3	6,8
R_5 (kΩ)	15	10	27	56	33	47	10	12	6,8	27
R_6 (kΩ)	4,7	6,8	3,3	18	10	12	3,3	5,6	4,7	2,7
R_7 (kΩ)							56			
R_8 (Ω)	510	470	220	560	560	680	270	270	270	220
R_{10} (Ω)							150	100	470	150
C_2 (μF)	47	27	27	10	100	100	100	100	100	27
C_3 (μF)	6,8	4,7	27	1	6,8	6,8	100	4,7	22	27
C_5 (μF)	47	47	100	33	100	100	1000	220	100	47
Tensions en (volts) : g	7,6	8,8	8	–	7,6	8,8	3,8	4,45	3,5	7,5
h	1,85	2	0,8	1,24	1,9	1,4	1,93	1,32	2	1,18
k	8,4	8,5	8,5	6,9	6,8	7	8,6	5,7	5,5	8
ℓ	1,70	1,90	0,6	1,17	1,8	1,5	1,75	1,25	1,9	1,05
m	5,8	4	6,8	1,1	3,9	5	4,4	4,2	4,5	4,2
n	0,8	0,7	1,1	0,51	0,72	0,7	1,75	0,9	1,6	1,85
p	0,95	0,8	1,2	0,58	0,79	0,75	1,87	0,92	1,7	1,95
Courant collecteur (mA) : T_1	0,54	0,7	0,41	0,23	0,72	0,7	0,6	0,9	0,8	0,7
T_2	3,3	4	2,7	2,1	3,2	2,2	5,2	2,2	7	4,8

Enfin, pour compléter cette documentation sur les amplificateurs à couplage direct entre les deux premiers étages, nous reproduisons, dans la figure 6-13, un schéma du même type que le précédent, mais doté, en plus, d'un circuit de contre-réaction entre la bobine mobile du haut-parleur et la base du transistor T_2, à travers un circuit RC : R_6 et C_9. Les transistors sont du type AC132 pour T_1 et T_2, et AC128 pour T_3-T_4.

Stabilisation thermique

En dehors de la stabilisation obtenue par le couplage direct entre les deux premiers étages de l'amplificateur et la contre-réaction en continu, il existe de nombreux systèmes tendant essentiellement à assurer la stabilité du point de fonctionnement de l'étage de sortie en présence des variations de température.

Stabilisation par résistance CTN

Le circuit de stabilisation se présente suivant le schéma de la figure 6-14 et comporte un diviseur de tension R_1-R_2-R_3-R_4, où R_1 est une résistance CTN, dont la valeur diminue lorsque la température augmente, tandis que R_4 est une résistance ajustable. L'ensemble est calculé pour avoir en *a* une tension qui dépend des transistors T_2 et T_3 utilisés; mais qui est de l'ordre de $-0{,}12$ à $-0{,}15$ V en général, par rapport au « plus » de l'alimentation, le point *a* étant négatif par rapport à *b* de 0,1 V à peu près.

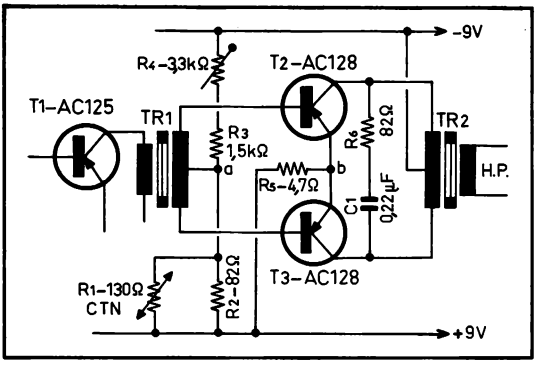


Fig. 6-14. — Stabilisation thermique du point de fonctionnement d'un étage de sortie à transformateurs, à l'aide d'un diviseur de tension comportant une résistance CTN.

Le fonctionnement de ce système se comprend aisément. Si la température ambiante augmente, le courant de collecteur des transistors T_2 et T_3 croît, mais, en même temps, la valeur de la CTN diminue, ce qui rend le point *a* moins négatif par rapport au « plus » et par rapport au point *b*, ce qui freine l'augmentation du courant de collecteur.

Le résultat final, c'est-à-dire l'efficacité de la compensation et les limites de variation du courant de repos de l'étage de sortie, dépend des valeurs choisies pour les éléments du diviseur de tension, dont nous indiquons ci-après trois variantes avec les résultats correspondants, valables pour une tension d'alimentation de 9 V.

Résistance	1	2	3
R_1 (CTN)	50 Ω	130 Ω	500 Ω
R_2	56 Ω	120 Ω	1 kΩ
R_3	2,2 kΩ	4,7 kΩ	18 kΩ
R_4 (ajust.)	15 Ω	50 Ω	10 kΩ

Avec le diviseur de tension *1*, le courant de repos varie de 4,3 à 6,5 mA lorsque la température ambiante passe de 0 °C à 50 °C. Dans la plage de 0 à 40 °C cette variation est encore plus réduite : 4,3 à 5 mA.

Avec le diviseur de tension *2*, le courant de repos ne varie que de 5 à 4,8 mA entre 0 et 50 °C, avec un minimum de 4,2 mA vers 40 °C.

Enfin, avec le diviseur de tension 3 la variation du courant de repos, à l'intérieur de la même plage de température, se fait entre 3,9 et 3 mA, avec un minimum de quelque 2,3 mA vers 35 à 40 °C.

Il est à remarquer que dans de nombreux récepteurs utilisant ce système de compensation thermique ou supprime la résistance ajustable R_4, en donnant à la branche correspondante la valeur $R_3 + R_4$, bien entendu, ou alors on rend ajustable toute la branche $R_3 + R_4$.

En règle générale, on choisit la valeur de la résistance fixe R_2 du même ordre de grandeur que celle de R_1. Dans le domaine de ces dernières le choix est grand, et pour ne parler que de la série 642-1 (*R.T.C.*) toutes les valeurs standard sont représentées : 33, 47, 68, 100, 150, 220, 330, 470 Ω, etc.

Stabilisation par diode

La stabilisation thermique d'un étage de sortie est également possible en faisant appel à l'influence de la température sur la résistance propre d'une diode, qui tend à diminuer lorsque la température augmente. On trouve de très nombreux schémas s'inspirant de ce principe et nous allons en commenter quelques-uns.

Celui de la figure 6-15 utilise une diode dont la chute de tension directe, déterminée par le passage du courant d'émetteur du T_1, est égale, à 25 °C, à la polarisation nécessaire pour les bases de l'étage de sortie, soit 130 mV environ. Lorsque la température ambiante augmente, la résistance de la diode et la chute de tension à ses bornes diminuent. A 70 °C, cette chute de tension n'est que de 50 mV, ce qui limite l'accroissement du courant de

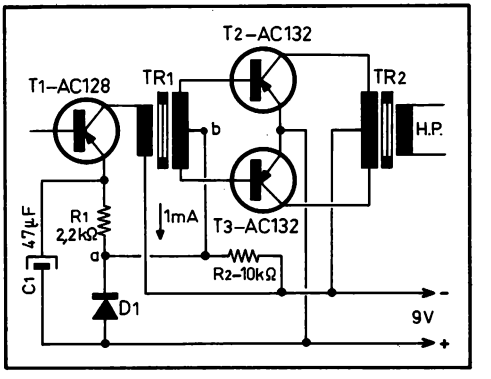


Fig. 6-15. — Un dispositif de stabilisation thermique pour l'étage de sortie, utilisant une diode spéciale D_1.

collecteur de l'étage de sortie. Il est essentiel que la diode soit parcourue par un courant pratiquement constant, déterminé ici par le courant d'émetteur du T_1 et par celui résultant de la présence de R_2, soit 2 mA au total. Cela est valable pour la diode utilisée, spécialement prévue pour cet usage (1N2326, *RCA*), mais rien n'empêche de concevoir un système analogue avec une autre diode, quitte à prévoir un diviseur de tension si celle en *a* est trop élevée pour être appliquée directement en *b*.

Par exemple, une diode telle que AA113 *(Telefunken)* présente une chute de tension directe, avec un courant de 2 mA, qui varie comme suit : 0,7 V à 20 °C; 0,6 V à 40 °C; 0,5 V à 55 °C; 0,4 V à 65 °C; 0,3 V à 75 °C. En modifiant le montage suivant le schéma

de la figure 6-16, on obtient une tension de −0,7 V environ en *a* et à 20 °C, et quelque —0,12 à −0,13 V en *b*. A 65 °C, on devrait avoir, respectivement −0,4 V et −0,07 V. Bien entendu, les valeurs de R_3 et de R_4 ne sont indiquées qu'en tant qu'ordres de grandeur et peuvent varier sensiblement d'un type de diode à l'autre.

Le schéma de la figure 6-17 représente un circuit de compensations thermique très simple, emprunté à un récepteur U.R.S.S. Les deux diodes peuvent être du type 1N91, OA202, BAX16, etc.

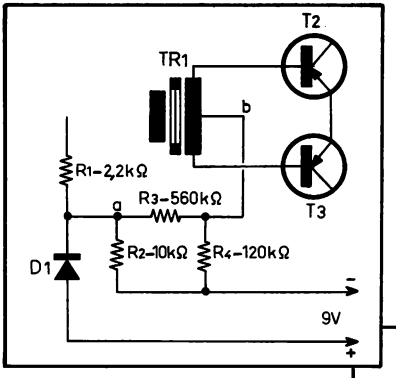


Fig. 6-16. — Modification possible du montage de la figure 6-15, de façon à pouvoir utiliser une diode de caractéristiques différentes.

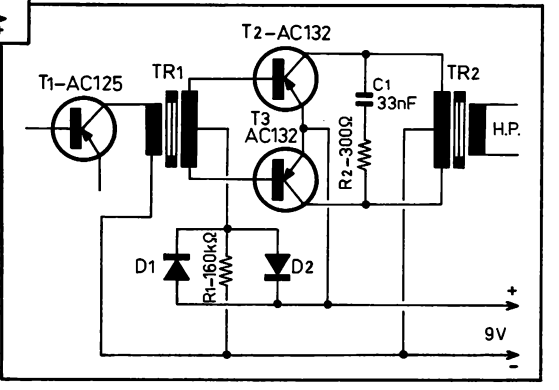


Fig. 6-17. — Un dispositif de stabilisation thermique très simple utilisant deux diodes et une résistance.

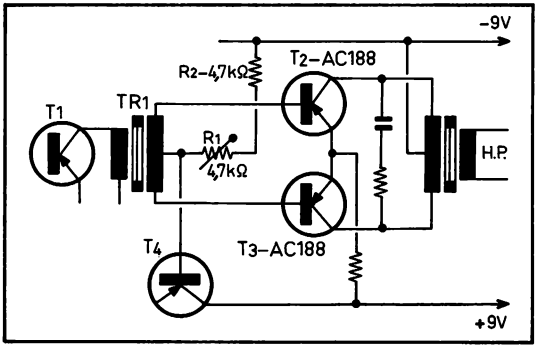


Fig. 6-18. — Dans ce système de stabilisation, un transistor est utilisé en tant qu'élément thermosensible.

Enfin, il est possible d'utiliser également un transistor en tant qu'élément thermosensible à coefficient de température négatif, et c'est le cas du transistor T_4 de la figure 6-18, dont on n'emploie que la jonction collecteur-base en tant que diode. Le point de fonctionnement au repos est réglé par R_1 et l'efficacité du système dépend pour beaucoup du choix du transistor T_4 qui, en principe, peut être un germanium quelconque « faible puissance », du type AC125 ou analogue. Ce dispositif fonctionne, comme d'ailleurs tous les autres

décrits plus haut, dans les deux sens, ce qui veut dire qu'il corrige aussi bien les conséquences d'une baisse de température que celles d'une élévation. Pour fixer les idées, disons que le courant de repos d'un étage de sortie utilisant deux transistors AC188 varie, sans correction, de 0,3 mA à plus de 15 mA lorsque la température ambiante passe de -10 °C à $+50$ °C. Avec la correction, et dans les mêmes conditions, ce courant varie de 3,5 mA à 6 mA seulement.

Stabilisation du régime en présence des variations de la tension d'alimentation

On sait que le vieillissement d'une batterie d'alimentation se manifeste avant tout et bien avant sa « mort », par une diminution de la puissance de sortie et une distorsion de plus en plus prononcée, défauts dus surtout au déplacement du point de fonctionnement de l'étage de sortie sous l'effet de la diminution de la tension d'alimentation. Il serait donc intéressant de disposer d'un système corrigeant automatiquement le déplacement du point de fonctionnement en fonction de la tension d'alimentation.

A noter tout d'abord que la plupart des systèmes assurant la stabilité thermique de l'étage de sortie sont également efficaces pour compenser automatiquement la baisse de la tension de la batterie, et c'est le cas, en particulier, des schémas des figures 6-15 et 6-18.

Pour le premier (6-15), une diminution de la tension de la batterie se traduit par un courant moindre à travers la diode D_1, donc une tension plus faible en *a* et, partant de là, en *b*, ce qui rétablit une polarisation correcte des deux transistors de l'étage de sortie. A signaler que ce système est efficace dans la plage de tensions d'alimentation de ± 40 % environ, à partir de la valeur nominale de 9 V. Le fonctionnement du récepteur sera, par conséquent, encore à peu près normal lorsque la tension de la pile tombera à quelque 5,5 V. De même, sans aucune retouche de réglages ou de valeurs on peut alimenter ce récepteur sur une batterie de 12 V.

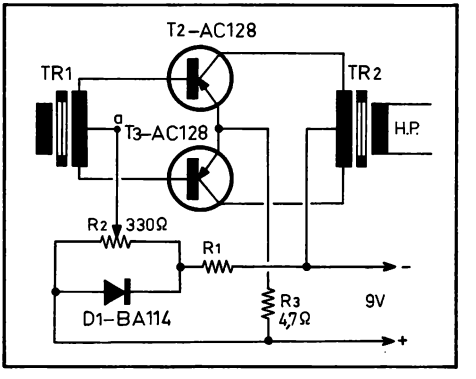


Fig. 6-19. — Ce montage permet de stabiliser le point de fonctionnement de l'étage de sortie en présence d'une baisse de la tension d'alimentation.

L'efficacité du montage de la figure 6-18 est à peu près la même. Les courbes et les chiffres publiés dans la documentation originale montrent que, sans dispositif correcteur, la distorsion commence à se faire sentir dès que la tension de la pile descend à 7 V environ (courant de repos : 2,3 mA environ au lieu de 5 mA, valeur normale), et devient insupportable lorsque la pile ne « fait » plus que 5,7 V (courant de repos : 1,3 mA environ). Avec le dispositif correcteur, aucune distorsion ne se manifeste même lorsque la tension de la pile ne représente plus que 4,5 V. Bien entendu, la puissance de sortie est inférieure à la normale : environ le quart de la puissance nominale.

Il existe également des montages qui ne stabilisent le point de fonctionnement de l'étage de sortie qu'en fonction de la diminution de la tension d'alimentation et le schéma de la figure 6-19 en représente un exemple. La diode silicium BA114 ou BA216 *(R.T.C.)* présente une caractéristique tension-courant directe un peu particulière, se traduisant

par une tension aux bornes de la diode de 0,5 V pour un courant de 0,1 mA, de 0,6 V pour 0,4 mA et de 0,725 V pour 2,5 mA, ce qui correspond à une résistance directe de la diode de 5 kΩ 1,5 kΩ et 290 Ω. respectivement. Lorsque la tension de la batterie diminue, la tension sur la diode devient plus faible et corrige automatiquement la polarisation des deux transistors de l'étage de sortie. Le potentiomètre R_2 permet d'ajuster le courant de repos une fois pour toutes, avec une batterie neuve.

La valeur de R_2 n'est pas critique, mais ne doit pas être trop élevée. Une solution correcte consiste à faire traverser R_2 par un courant du même ordre de grandeur que celui de la diode, la tension de la batterie ayant la valeur nominale.

La valeur de R_1 doit être choisie de façon à obtenir une chute de tension de 0,5 à 0,6 V aux bornes de l'ensemble diode $-R_2$, ce qui suppose un courant de l'ordre de 2 mA et une valeur de 4 à 5 kΩ pour R_1, avec une batterie de 9 V.

L'efficacité de ce dispositif est excellente et permet d'utiliser une batterie de 9 V jusque 3,5 V à peu près avant qu'une distorsion sensible ne se manifeste. Sans dispositif correcteur il n'est guère possible de descendre au-dessous de 6,5 V.

Pour comprendre le fonctionnement de ce dispositif (et aussi des autres) il faut penser que la diminution de la tension de la batterie entraîne, bien entendu, une baisse de la polarisation en *a* (fig. 6-19), qu'il y ait ou non un dispositif de correction. Mais la façon dont cette polarisation diminue n'est pas « favorable » sans correction, dont le rôle est simplement de lui donner une allure différente.

Le montage de la figure 6-20 est destiné, comme le précédent, à corriger les conséquences de la baisse de la tension d'alimentation, due à l'usure des piles.

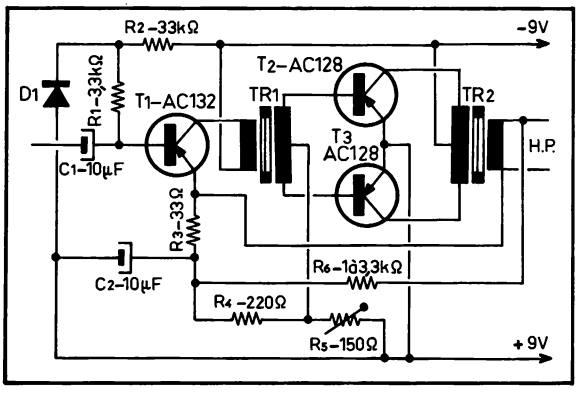


Fig. 6-20. — En stabilisant le courant d'émetteur du transistor driver, on peut prélever une tension de polarisation pour l'étage de sortie et corriger les conséquences de la baisse de la tension d'alimentation.

La polarisation de base du transistor driver T_1 est stabilisée à l'aide de la diode silicium D_1, utilisée dans le sens direct, ce qui est courant pour la stabilisation des tensions faibles. Cette diode peut être une BAX16, BA100, BA122, etc. Il en résulte que la tension de base ne varie que de 0,02 V (de 0,58 à 0,56 V) lorsque la tension d'alimentation baisse de 9 à 4,5 V, ce qui détermine une tension également stable sur l'émetteur du transistor, une fraction de cette tension étant prélevée, grâce au diviseur R_3-R_4-R_5 pour polariser l'étage de sortie. L'ensemble ne demande pratiquement aucun réglage en dehors de l'ajustage, une fois pour toutes, de R_5, avec une batterie neuve et après avoir déconnecté le circuit de contre-réaction (en dessoudant R_6, par exemple), de façon à avoir le minimum de distorsion et un courant de repos correct.

Des essais ont montré que le courant de repos varie de 30 % environ seulement (p. ex. de 6 à 4,2 mA) en présence d'une baisse de la tension d'alimentation de 9 à 4,5 V. Sans dispositif correcteur, et avec les mêmes transistors, le courant de repos varie de 6 mA à 0,4 mA environ.

Circuit RC en shunt sur le primaire du transformateur de sortie

Dans beaucoup de récepteurs on trouve, entre les deux collecteurs de l'étage de sortie, un circuit série RC, R_1 et C_1 de la figure 6-21, dont l'utilité est d'améliorer la musicalité. Il ne nous est pas possible de faire ici la « théorie » de ce circuit, mais nous indiquerons seulement qu'il contribue à faire disparaître les pointes de dépassement que l'on peut observer lors d'un essai de l'amplificateur en signaux rectangulaires (en pointillé sur la figure 6-22), pointes qui se traduisent par une tonalité désagréable.

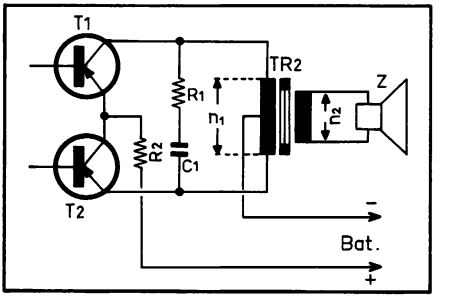


Fig. 6-21. — On trouve souvent un circuit série R_1-C_1 en parallèle sur le primaire du transformateur de sortie.

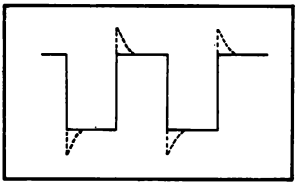


Fig. 6-22. — Les pointes de dépassement (en pointillé) sont réduites ou supprimées par le circuit R_1-C_1 de la figure 6-21.

Tout technicien peut avoir l'occasion soit de devoir remplacer un élément défectueux d'un tel circuit, dont la valeur est devenue illisible, soit d'en ajouter un à un montage existant. C'est pourquoi, il est important de pouvoir calculer rapidement les valeurs de R_1 et de C_1, qui dépendent des caractéristiques du transformateur, de l'impédance du haut-parleur et de la fréquence supérieure f_h de la bande transmise par l'amplificateur.

En ce qui concerne le transformateur, il nous faut connaître son rapport n, c'est-à-dire n_1/n_2, n_1 étant le *nombre total* de spires du primaire et n_2 celui du secondaire. Lorsque ce rapport nous est inconnu, le moyen le plus simple de le déterminer est de déconnecter le primaire et d'y injecter une tension alternative de 5 V, par exemple (ou de 6,3-6,5 V). Si, pour 5 V au primaire, nous trouvons 0,74 V au secondaire, le rapport n est 5/0,74 = 6,75, valeur qui se situe dans la « fourchette » des rapports courants. A noter que le rapport de transformation dépend des transistors utilisés, de la puissance de sortie et de l'impédance du haut-parleur. A valeur égale de cette dernière, la valeur de n est plus faible aux puissances élevées.

Si nous désignons par Z l'impédance du haut-parleur à 1 000 Hz, la valeur de R_1 est

$$R_1 = n^2 Z,$$

tandis que celle de C_1 est

$$C_1 = \frac{1}{6{,}28 f_h \cdot R_1},$$

la fréquence f_h étant en *hertz*, la capacité C_1 en *farad* et la résistance R_1 ainsi que l'impédance Z en *ohms*.

En reprenant, pour n, la valeur indiquée plus haut, soit $n = 6{,}75$, avec $Z = 5\ \Omega$ et $f_h = 10\,000$ Hz, nous trouvons $R_1 = 227\ \Omega$, soit 220 Ω en valeur standard. Pour C_1, nous trouvons, en partant de la valeur de R_1, 73 nF environ, soit 75 nF en valeur standard. Il est prudent de prévoir pour R_1 une dissipation de 0,5 ou de 1 W.

Amplificateurs de « puissance » à transformateurs

Dans le domaine des récepteurs portables ou « auto », le terme « puissance », lorsqu'il s'agit d'amplificateurs à transformateurs, se limite à 4 ou 6 W, et encore si l'alimentation se fait sous 12 V (batterie de voiture).

En tant que structure générale du schéma, il n'y a aucune différence entre les amplificateurs que nous avons vus précédemment et ceux dont la puissance se situe entre 1,5 et 6 W. Seuls sont à choisir en fonction de la puissance à obtenir les deux transformateurs de liaison et les deux transistors de sortie.

A l'intention de ceux qui auraient l'occasion de transformer un amplificateur existant pour en augmenter la puissance, nous donnons un schéma, parfaitement classique, de la figure 6-23, complété par le tableau 6-3 qui indique la valeur de tous les composants et les transistors à utiliser pour un certain nombre d'amplificateurs de 1,2 à 4 W, alimentés en 6, 9 ou 12 V.

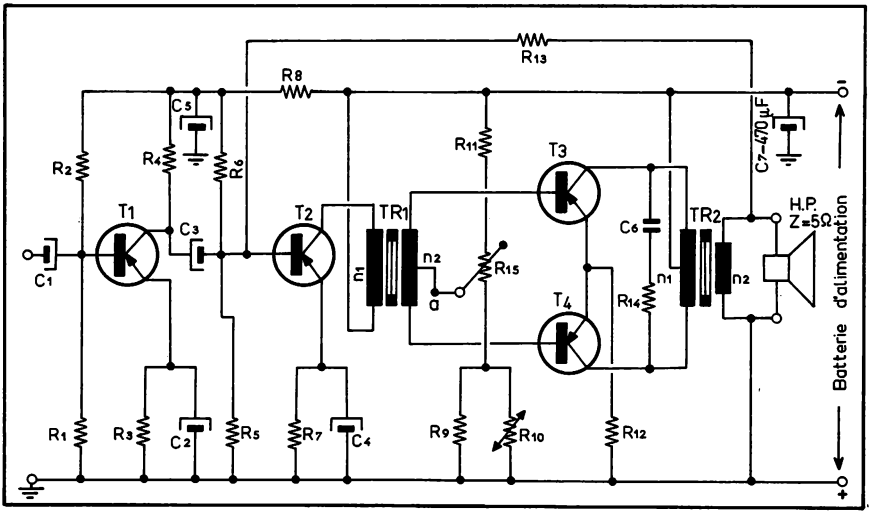


Fig. 6-23. — Schéma d'un amplificateur dont les caractéristiques pour une puissance de 1,2 à 4 W sont résumés dans le tableau 6-3.

En ce qui concerne les caractéristiques des transformateurs TR_1 et TR_2, on les trouvera dans les pages consacrées à cette question en général. Quelques mots sur la tension de service des différents condensateurs électrochimiques suivant la tension d'alimentation choisie. Les condensateurs de découplage, tels que C_5 ou C_7 (fig. 6-23) doivent présenter une « marge de sécurité » de 15 à 20 % par rapport à la tension d'alimentation. Par conséquent, si cette dernière est de 12 V, la tension de service de ces deux condensateurs doit être de 15 à 16 V.

Pour les condensateurs des circuits d'émetteur, il faut faire la distinction entre le montage avec le « plus » à la masse et celui avec le « moins » à la masse. Dans le premier cas, une tension de service de 6,3 à 10 V suffit très largement. Mais avec le « moins » à la masse, la tension de service doit être au moins égale à celle d'alimentation. A noter que tout cela n'est valable que pour les transistors *p-n-p*, et qu'avec les *n-p-n* c'est le contraire.

Pour tous les condensateurs de liaison (C_1 et C_3) une tension de service de 6,3 à 10 V est suffisante.

La résistance R_{10} est une CTN dont il a été question plus haut. Il n'est pas absolument nécessaire d'y mettre la valeur indiquée dans le tableau, mais il est alors indispensable

de choisir pour R_9 une valeur du même ordre de grandeur et de modifier, en conséquence, la valeur totale de la branche R_{15}-R_{11} de façon à avoir en *a* la tension de polarisation nécessaire.

Il est prudent de prévoir un refroidissement suffisant des transistors de sortie, dont la température boîtier ne doit pas dépasser 60 °C pour les amplificateurs de 1,2 et de 1,8 W et 45 °C pour ceux de 4 W. Les transistors utilisables dans l'étage de sortie et indiqués dans le tableau 6-3 sont tous présentés en boîtier TO-1/01 (fig. 6-24), qui est un bloc métallique de section rectangulaire, percé d'un trou de 3,1 à 3,4 mm de diamètre, ce qui permet de le fixer, éventuellement, sur une plaquette-radiateur à l'aide d'une simple vis. Les trois sorties, dont la figure 6-24 représente la disposition vue côté fils de sortie, sont isolés du boîtier.

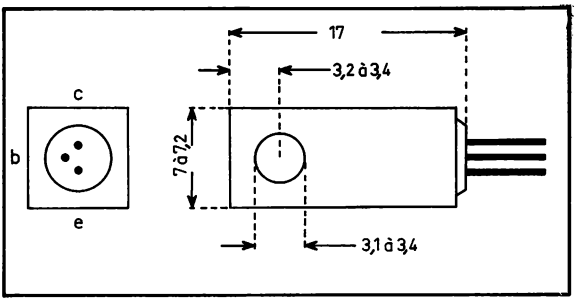


Fig. 6-24. — Dimensions et disposition des sorties du boîtier TO-1/01.

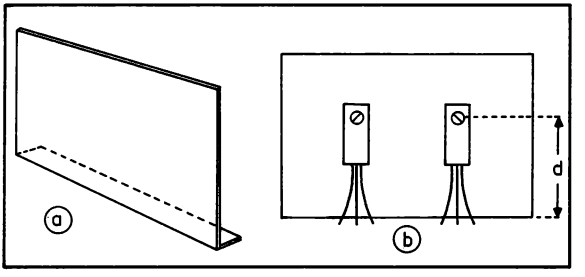


Fig. 6-25. — Radiateur et fixation de deux transistors en boîtier TO-1/01.

Dans le cas des amplificateurs de 1,8 à 4 W du tableau, un petit radiateur supplémentaire est tout indiqué, constitué, par exemple, par une plaque en aluminium (ou en cuivre) de 100 à 120 mm sur 60 à 80 mm, pliée dans le sens de la longueur sur 10 mm, de façon à en faciliter la fixation sur une plaquette imprimée ou pastillée (fig. 6-25*a*). Les deux transistors y seront fixés suivant *b*, en veillant, cependant, que la distance *d* ne soit pas supérieure à 40-45 mm, de façon que les fils de sortie soient assez longs pour atteindre la plaquette de montage.

Essais dynamiques à l'oscilloscope

Ce qui suit ne se rapporte pas spécialement aux amplificateurs B.F. à transformateurs, mais reste valable dans l'ensemble pour les amplificateurs sans transformateur de sortie et pour ceux qui n'ont aucun transformateur. Les particularités que peuvent présenter ces derniers en tant que signaux observés à l'oscilloscope seront signalées éventuellement.

Si l'on dispose d'un oscilloscope et d'un générateur B.F. sinusoïdal, l'essai dynamique d'un amplificateur du type de celui de la figure 6-23 devient particulièrement simple

Tableau 6-3

Caractéristiques de quelques amplificateurs à transformateurs de 1,2 à 4 W

Composant	1 1,2 W	2 1,8 W	3 1,2 W	4 1,8 W	5 4 W	6 1,2 W	7 1,8 W	8 4 W
T_1	AC125	AC125	AC125	AC125	AC125	AC125	AC125	AC125
T_2	AC125	AC125	AC125	AC125	AC125	ASY77	ASY77	ASY77
T_3 - T_4	AC128/01	AC128/01	AC128/01	AC128/01	AC128/01	AC188/01	AC188/01	AC188/01
Tension aliment.(V)	6	6	9	9	9	12	12	12
R_1 (kΩ)	8,2	3,9	8,2	8,2	8,2	27	27	27
R_2 (kΩ)	33	15	56	56	56	120	120	120
R_3 (kΩ)	2,4	1,2	3,3	3,3	2,2	6,8	6,8	5,6
R_4 (kΩ)	4,7	2,2	10	10	6,8	15	15	15
R_5 (kΩ)	2	1,5	5,6	2,2	1	6,8	5,6	2,4
R_6 (kΩ)	5,6	5,6	33	12	6,8	43	39	11
R_7 (Ω)	220	91	560	270	82	1800	1100	430
R_8 (kΩ)	0,39	0,39	1,2	1,2	1,2	1,5	1,5	1,5
R_9 (Ω)	56	56	56	56	56	120	56	56
CTN - R_{10} (Ω)	50	50	50	50	50	130	50	50
R_{11} (kΩ)	1,3	1,3	2,4	2,4	2,4	6,8	3,3	3,3
R_{12} (Ω)	0,47	0,47	1	1	0,27	1	1	0,27
R_{13} (kΩ)	120	62	330	180	120	560	510	270
R_{14} (Ω)	51	27	130	62	33	220	120	56
R_{15} (Ω)	15	15	15	15	15	47	15	15
C_1 (μF)	1	1	1	1	1	1	1	1
C_2 (μF)	47	47	27	27	47	27	27	27
C_3 (μF)	10	10	10	10	10	10	10	10
C_4 (μF)	47	270	100	100	270	47	100	270
C_5 (μF)	10	10	10	10	10	10	10	10
C_6 (μF)	0,33	0,56	0,12	0,27	0,47	0,075	0,13	0,27

et efficace. On réalise le montage de la figure 6-26, en connectant le générateur aux bornes du primaire du transformateur TR_1 (on suppose que la tension de sortie de ce générateur peut être de quelque 2 à 3 V efficaces aux bornes d'une impédance de l'ordre de 1 kΩ).

Aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur on connecte l'entrée verticale d'un oscilloscope (qui n'a pas besoin d'être à large bande) et aussi un voltmètre électronique VE, commuté sur la sensibilité 1,5 ou 5 V (en alternatif), suivant la puissance de l'amplificateur essayé. Se rappeler que la tension efficace U (en *volts*) qui apparaît aux bornes de la bobine mobile est liée à la puissance de sortie P (en *watts*) et à l'impédance de la bobine mobile R (en *ohms*) par la relation suivante :

$$U = \sqrt{P \cdot R}.$$

Autrement dit, pour R = 5 Ω, cas très fréquent, on aura U = 22,4 V pour P = 1 W, U = 1,87 V pour P = 0,7 W, U = 1,58 V pour P = 0,5 W, etc.

Après avoir réalisé le montage de la figure 6-26, on accorde le générateur sur 800 à 1 200 Hz (cela n'a pas une grande importance) et on règle son atténuateur de sortie pour

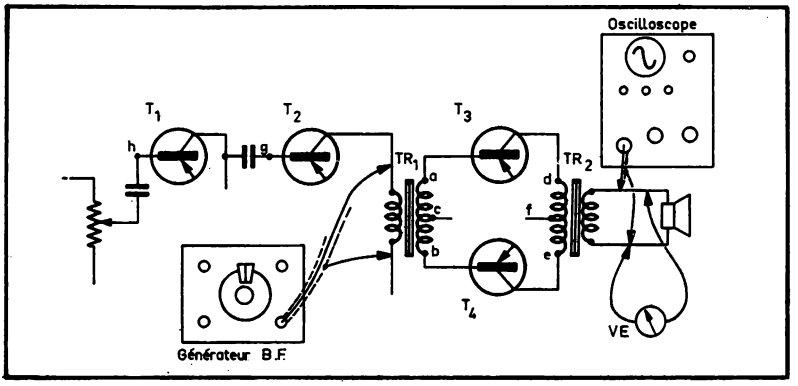


Fig. 6-26. — Utilisation d'un générateur B.F., d'un voltmètre électronique et d'un oscilloscope pour la vérification d'un amplificateur B.F. Il est prudent de prévoir un condensateur de 1 à 2 μF en série avec la connexion masse du câble de sortie du générateur B.F.

que le voltmètre VE indique la tension correspondant à la puissance limite nominale pour l'amplificateur essayé. Si les renseignements sur cette puissance manquent, on peut s'inspirer du tableau 6-4, qui indique la puissance maximale pour quelques combinaisons courantes. Ne pas oublier qu'une même combinaison de transistors peut donner lieu à des puissances de sortie très différentes, comme on peut s'en rendre compte en consultant le tableau 6-3.

Lors de toutes ces manipulations, il est très important de ne jamais couper le circuit secondaire du transformateur de sortie TR_2, c'est-à-dire de ne jamais faire fonctionner l'amplificateur *à vide*, car cela peut conduire au claquage des jonctions collecteur-base des transistors T_3 et T_4, à cause des surtensions instantanées qui ne manqueront pas de se produire.

Il est également dangereux de faire fonctionner l'amplificateur sur une charge nettement inférieure à la normale ou, à plus forte raison, en court-circuit. La puissance délivrée par l'étage de sortie est d'autant plus élevée, à tension d'alimentation égale, que la résistance de charge est plus faible. Donc, si cette dernière est beaucoup trop faible, le courant dans le circuit des deux collecteurs de l'étage final devient excessif, les deux transistors s'échauffent dangereusement et finissent par « claquer ».

Un mot sur les tensions mesurées au secondaire du TR_2. Celles qui sont indiquées par le volmètre VE représentent des valeurs efficaces, mais celles qui apparaissent sur l'écran de l'oscilloscope correspondent aux valeurs crête à crête, qui sont dans le rapport

Tableau 6-4

Puissance de sortie de quelques étages push-pull à transformateur suivant les transistors utilisés

T_3-T_4	P (W)	T_3 - T_4	P (W)
AC117	2,5	AC128	0,6 à 1
AC152	0,5	AC121	1,75
AC153	2	2N321	0,4
SFT323	0,5 à 0,6	SFT123	0,25
AD155	2,3	OC72	0,25
SFT325	1	SFT322	0,25
SFT125	1	SFT131	1,5
AC153K	1,8	AC188/01	1,2 à 1,8

2,8 environ avec les premières. En d'autres termes, si le voltmètre nous indique 1 V, par exemple, la trace sur l'écran de l'oscilloscope aura une amplitude de 2,8 V environ.

Toujours est-il que l'on doit, avant tout, s'assurer que la sinusoïde apparaissant sur l'écran de l'oscilloscope est bien symétrique et régulière, comme le montre la figure 6-27. S'il en est ainsi, à la puissance maximale, on peut considérer que l'étage de sortie ne présente aucun défaut.

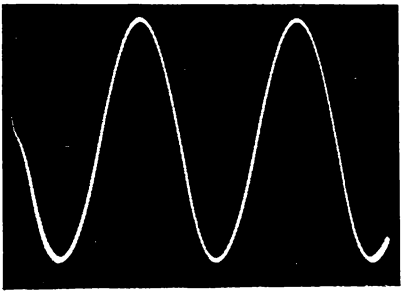


Fig. 6-27. — Forme normale du signal de sortie que l'on doit observer.

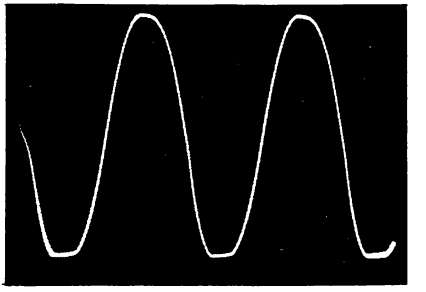


Fig. 6-28. — Cet aplatissement unilatéral des pointes de la sinusoïde peut être dû aux transistors du push-pull insuffisamment appariés.

Si, lorsque nous augmentons progressivement la tension de sortie du générateur, nous constatons une déformation asymétrique de la sinusoïde, par aplatissement des pointes d'un côté seulement et bien avant que la puissance de sortie maximale soit atteinte (fig. 6-28), on peut se demander si l'un des deux transistors de sortie n'est pas défectueux ou, si le phénomène n'est pas très accentué, si les deux transistors sont toujours très correctement appariés.

On peut essayer d'y remédier en remplaçant les deux transistors de l'étage de sortie par une paire soigneusement appariée. Si la situation n'est pas améliorée à la suite d'un tel changement, on peut soupçonner un court-circuit entre spires dans l'une des moitiés soit du secondaire du TR_1, soit du primaire du TR_2.

Le moyen le plus simple de le vérifier consiste à enlever les deux transistors de l'étage de sortie et à mesurer, à l'aide d'un voltmètre électronique, si la tension entre les points *a* et *c* est la même que celle entre *c* et *b* (fig. 6-26).

Si le générateur B.F. utilisé possède une sortie à impédance suffisamment basse (25 à 50 Ω, par exemple), on peut également vérifier le transformateur de sortie TR_2, en connectant la sortie du générateur aux bornes de la bobine mobile et en mesurant les tensions que l'on obtient sur les deux moitiés du primaire : points *d-f* et *e-f* (fig. 6-26). Cet essai se fera également avec les transistors T_3 et T_4, enlevés, et on doit évidemment trouver la même tension sur les deux moitiés.

A noter que ces vérifications peuvent se faire aussi à l'aide d'une tension alternative 50 Hz de 1 à 2 V appliquée soit au primaire du TR_1, soit au secondaire du TR_2, ce qui permet de contrôler la symétrie du secondaire et du primaire, respectivement.

Les condensateurs de contre-réaction tels que C_{10} et C_{11} sont rarement en cause. En revanche, on trouve, parfois, une augmentation de la valeur de la résistance commune d'émetteurs, R_{12} (fig. 6-23), ce qui conduit à un accroissement du taux de contre-réaction

et à la difficulté, pour l'étage « driver » T_2, de fournir l'énergie suffisante pour que la puissance de sortie norminale soit atteinte dans des conditions normales.

Si l'on observe à l'oscilloscope une sinusoïde présentant de légères « cassures » sur ses portions montantes et descendantes (fig. 6-29), cela peut provenir d'un *courant de repos trop faible* des transistors T_3 et T_4. La « cassure » peut être plus ou moins prononcée, mais la distorsion qui en résulte est surtout audible à faible puissance, comme nous l'avons signalé plus haut.

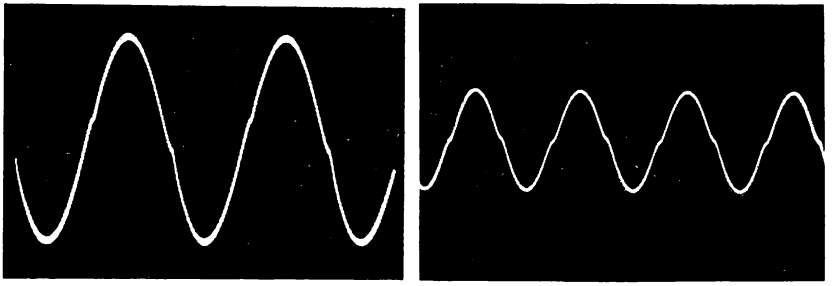


Fig. 6-29. — La « cassure » des flancs montants et descendants de la sinusoïde est généralement due à un courant de repos trop faible.

Dans le cas où l'*étage de sortie ne fonctionne que « sur une patte »* (l'un des transistors défectueux; connexion de base ou de collecteur de l'un des transistors coupée, etc.), l'oscillogramme que l'on observera aux bornes de la bobine mobile présentera l'aspect analogue à celui de la figure 6-30.

Si les deux *transistors de sortie sont très mal appariés*, ce qui peut se produire à la suite d'un dépannage, par exemple, la sinusoïde de sortie est très fortement déformée, par « rabotage » unilatéral des pointes, comme le montre la figure 6-31. En somme, c'est l'aggravation du défaut représenté par l'oscillogramme de la figure 6-28.

On peut également vérifier si les deux transistors de sortie sont bien appariés en connectant l'entrée de l'oscilloscope aux bornes de la résistance commune d'émetteurs R_{12}

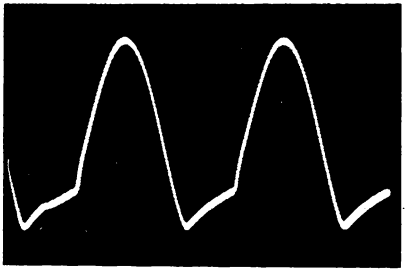


Fig. 6-30. — Signal à la sortie lorsque le circuit de collecteur de l'un des transistors est coupé.

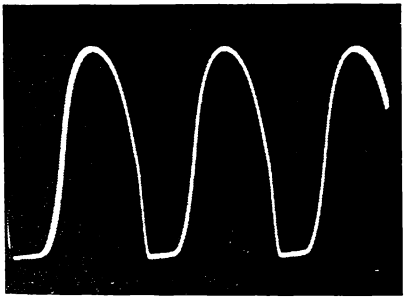


Fig. 6-31. — Les deux transistors de sortie sont ici très différents.

(fig. 6-23). Si tout est normal, on doit observer un signal tel que *a* de la figure 6-32. Si les deux transistors sont mal appariés, le signal observé aura la forme *b*.

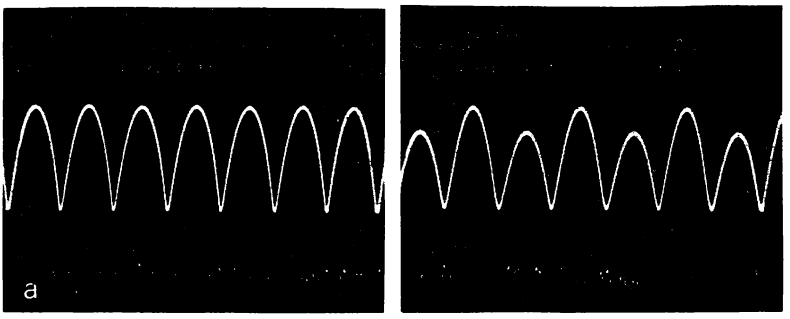


Fig. 6-32. — En relevant l'oscillogramme aux bornes de la résistance d'émetteurs, on se rend compte si les deux transistors sont bien (*a*) ou mal (*b*) appariés.

Si tout semble normal dans l'étage de sortie, on peut passer à l'essai du « driver ». Pour cela, le générateur B.F. sera connecté entre la base du transistor T_2 (point *g*, fig. 6-26) et la masse, *obligatoirement à travers un condensateur au papier de 0,5 à 1 µF*. On augmente alors progressivement la tension de sortie du générateur jusqu'à ce que la puissance de sortie, aux bornes de la bobine mobile, ait atteint le niveau précédemment fixé comme maximal admissible. Si une distorsion ayant l'aspect de la figure 6-33 se manifeste bien avant que cette limite soit atteinte, on peut en déduire que *l'étage « driver » fonctionne mal* : transistor défectueux, défaut dans le circuit de contre-réaction; condensateur électrochimique découplant l'émetteur coupé ou ayant perdu toute sa capacité, etc.

En fait, cette distorsion signifie que le « driver » se trouve saturé bien avant que la puissance de sortie nominale soit atteinte, et en dehors des possibilités énumérées ci-dessus, on peut penser également à un court-circuit partiel du primaire du TR_1.

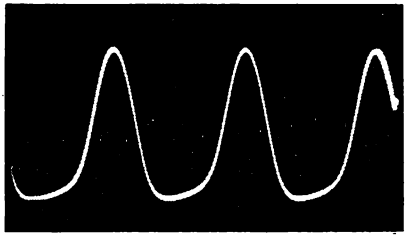


Fig. 6-33. — Signal observé à la sortie et montrant que l'étage « driver » fonctionne mal.

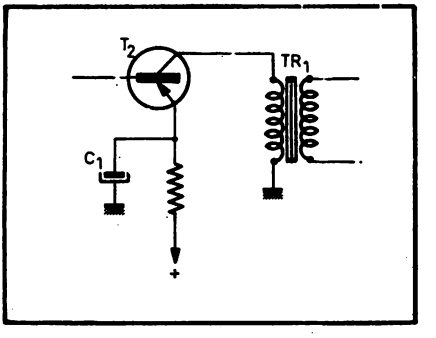


Fig. 6-34. — Dans la plupart des montages, l'émetteur du « driver » est découplé vers la masse par un électrochimique.

En ce qui concerne la contre-réaction, dans beaucoup de cas le circuit d'émetteur du « driver » se trouve ramené au « plus » à l'aide d'une résistance découplée vers la masse par un condensateur électrochimique C_1 (fig. 6-34), afin de court-circuiter la composante alternative. Si ce condensateur perd une bonne partie de sa capacité ou s'il est coupé, le

taux de contre-réaction en intensité devient important et le gain de l'étage diminue fortement, de sorte que le signal qu'il reçoit sur sa base devient excessif et sort des limites linéaires de la caractéristique dynamique avant que la tension apparaissant aux bornes du primaire du TR_1 ait atteint la valeur nécessaire pour attaquer convenablement les deux transistors de sortie.

Des circuits de contre-réaction plus complexes sont souvent utilisés, comme celui de la figure 3-13, où la tension de contre-réaction est prélevée aux bornes d'un secondaire séparé du transformateur de sortie. Le taux de contre-réaction y est « freiné » par le circuit comprenant le condensateur de 100 µF en série avec la résistance de 27 Ω, de sorte que si le condensateur se coupe, on se retrouve encore avec une contre-réaction excessive.

On peut d'ailleurs se rendre très bien compte que la distorsion apparaît avant l'étage final en « oscilloscopiant » le signal sur le collecteur du « driver » T_2, où l'on observera alors un signal ayant la forme de la figure 6-35.

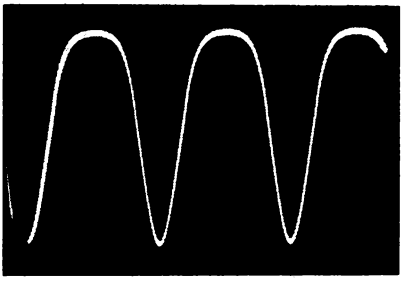


Fig. 6-35. — Signal distordu au collecteur du « driver ».

Si l'étage « driver » semble en ordre, on passe à celui d'entrée (T_1) et on refait les mêmes essais : attaque de la base, au point *h*; augmentation progressive de la tension d'attaque; vérification de l'électrochimique tel que C_2 au cas où une distorsion apparaît beaucoup trop tôt, etc.

Bien entendu, l'oscilloscope peut déceler également la distorsion globale d'un amplificateur, d'autant plus sensible que l'on se rapproche davantage de la puissance maximale (indiquée généralement à 10 % de distorsion par les constructeurs). Cependant l'appréciation « visuelle » de cette distorsion est tout à fait incertaine jusqu'à 5 % environ, comme on peut le constater sur les oscillogrammes de la figure 6-36. En *a* nous voyons un signal avec 5 % de distorsion, prélevé sur la bobine mobile, et il faut un œil particulièrement exercé

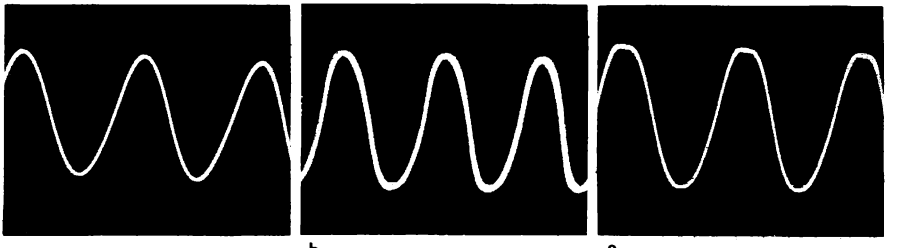


Fig. 6-36. — Appréciation de la distorsion globale à l'oscilloscope. Signal sinusoïdal avec 5 % de distorsion (*a*). Le même avec 10 % de distorsion, aux bornes de la bobine mobile (*b*) ou aux bornes d'une résistance de même valeur (*c*).

pour distinguer ce tracé d'une sinusoïde parfaite. Les choses se gâtent en *b*, où le même signal apparaît avec 10 % de distorsion, bien visible cette fois. Enfin, en *c*, on trouve toujours le même signal, avec 10 % de distorsion, mais prélevé aux bornes d'une résistance de 4,5 Ω remplaçant le haut-parleur de même impédance. On voit que l'aspect du signal *c* est assez différent par rapport à *b*.

AMPLIFICATEURS B.F. SANS TRANFORMATEUR DE SORTIE

On les rencontre, dans le dépannage, moins souvent que des amplificateurs à transformateurs dont il a été question plus haut, pour cette simple raison que leur existence a été plus brève et qu'ils ont été assez rapidement supplantés par des amplificateurs sans transformateurs.

Structure générale de l'étage de sortie

Les amplificateurs sans transformateur de sortie peuvent être à 3 ou 4 transistors, les deux étages précédant celui de puissance étant en tous points semblables à ceux des amplificateurs avec transformateurs, à liaison RC ou à liaison directe, soumis ou non à une contre-réaction venant de l'étage de sortie, etc.

Ce dernier se rencontre en trois variantes, qui portent sur la façon d'attaquer le haut-parleur.

Le schéma de la figure 6-37 représente le montage type où l'on fait appel à une batterie d'alimentation de tension plus élevée que d'habitude : 14 V sur le schéma (en réalité 13,5 V, c'est-à-dire 3 piles de 4,5 V en série); 18 V sur d'autres montages analogues. Ce schéma est caractérisé par le point milieu « artificiel » réalisé sur la batterie d'alimentation aussi bien à l'aide du diviseur de tension R_3-R_4-R_5-R_6 qu'à l'aide des condensateurs C_2 et C_3.

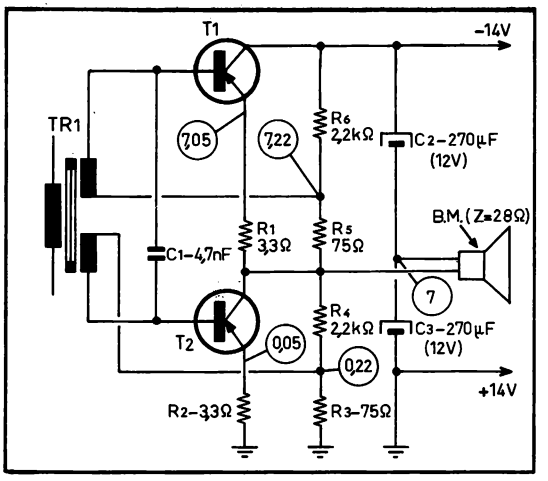


Fig. 6-37. — Étage final sans transformateur de sortie et point milieu artificiel sur la batterie d'alimentation.

L'impédance de la bobine mobile du haut-parleur dépend des transistors utilisés, c'est-à-dire de la puissance de sortie : 25 à 28 Ω pour 200-250 mW; 20 Ω pour 450 mW; 5 à 10 Ω pour 1 à 1,5 W, etc. Les transistors du schéma de la figure 6-37 sont des AC128 ou analogues. Ce schéma a été relativement peu employé, à cause de la tension d'alimentation plus élevée et de la nécessité de prévoir deux condensateurs électrochimiques de capacité élevée. On peut le rencontrer sur quelques récepteurs dits « de table ».

Le montage de la figure 6-38 a eu beaucoup plus de succès, le point milieu existant réellement sur la batterie d'alimentation constituée par deux piles de 4,5 V connectées en série. Aucun condensateur électrochimique n'est nécessaire pour la liaison avec le haut-parleur. Ce montage a été beaucoup plus souvent utilisé et ses différentes variantes sont résumées dans le tableau 6-5.

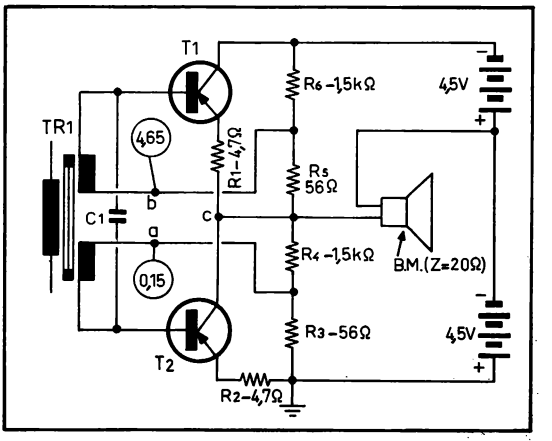


Fig. 6-38. — Étage final sans transformateur de sortie et point milieu « réel » sur la batterie d'alimentation.

Tableau 6-5

Caractéristiques de quelques amplificateurs de la figure 6-38

Eléments du schéma	1	2	3	4	5	6
Transistors T_1 - T_2	AC132	AC128	2N321	AC132	AC128	AC128
R_1 - R_2 (Ω)	2,2	2,2	2,2	5,6	2,2	2,2
R_3 - R_5 (Ω)	68	120	68	100	100	120
R_4 - R_6 (kΩ)	1,5	2,7	1,5	2,7	2,2	2,7
Tensions (V) :						
a	0,1	0,12	0,15	0,15	0,15	0,5
b	4,8	4,9	4,7	4,6	4,65	4,85
c	4,4	4,5	4,5	4,4	4,6	4,8
Tension alimentation (V)	2 x 4,5	2 x 4,5	2 x 4,5	2 x 4,5	2 x 4,5	2 x 4,5
Impédance H.P. (Ω)	25	13	25	35	12	10
Puissance sortie (W)	0,350	0,450	0,350	0,200	0,500	0,600
Consommation :						
repos (mA)	15	13,5	15	12		13
à 50 mW (mA)	30					
à 350 mW (mA)	58			46		51

La valeur du condensateur C_1, lorsqu'il existe, varie de 10 à 47 nF. D'autre part, les valeurs indiquées pour la consommation se rapportent au récepteur tout entier, mais il est évident que l'augmentation de la consommation avec la puissance est due à l'étage de sortie.

D'une façon générale, les montages à point milieu sur la batterie d'alimentation semblent avoir été adoptés de préférence par certains constructeurs, et notamment par *Schneider* et *Continental Edison*.

Le schéma de la figure 6-39 représente un montage qui a été certainement le plus utilisé parmi les schémas de l'étage de sortie sans transformateur. Il ne se distingue des deux précédents que par la façon de connecter le haut-parleur : à travers un condensateur électrochimique de valeur assez élevée : 68 à 270 μF, la batterie d'alimentation ne compor-

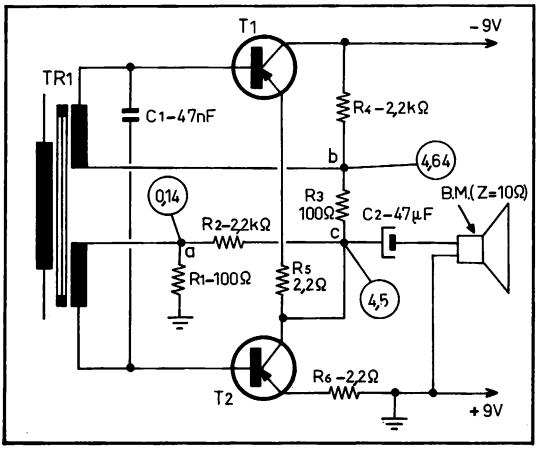


Fig. 6-39. — Étage final sans transformateur de sortie et sans point milieu sur la batterie d'alimentation.

tant aucune prise intermédiaire. Les deux transistors du schéma de la figure 6-39 sont des AC128 et pour compléter la documentation sur ce genre de montages nous résumons les caractéristiques de six amplificateurs différents dans le tableau 6-6.

Tableau 6-6

Caractéristiques de quelques amplificateurs de la figure 6-39

Eléments du schéma	1	2	3	4	5	6
Transistors T_1 - T_2	AC128	AC128	AC128	AC132	AC128	AC128
R_1 - R_3 (Ω)	100	68	68	47	82	68
R_5 - R_6 (Ω)	supprim.	2,2	2,2	4,7	4,7	2,2
R_2 - R_4 (kΩ)	1,8 à 2,7	3,3	1,5	1	1,8 à 2,2	3,3
C_1 (nF)	supprim.	10	10	6,8	1	10
C_2 (µF)	68	100	220	100	68	100
Tension (V) :						
a	0,15	0,15	0,15	0,17	0,2	0,16
b	5,3	6,7	4,65	4,65	4,7	7
c	5,2	6,8	4,5	4,5	4,5	6,6
Tension alimentation (V)	9	13,5	9	9	9	13,5
Impédance H.P. (Ω)	25	15	25	28	50	25
Puissance sortie (W)	0,250	0,600	0,400	0,250	0,125	0,600
Consommation (mA) :						
au repos			20	12		10
à 50 - 200 mW			30(à 50)			50(à 200)
à puissance max.			70	55		85

Comme dans le tableau 6-5, le pôle « plus » de tous les schémas analysés étant réuni à la masse, par rapport à laquelle ont été mesurées toutes les tensions, ces dernières sont négatives.

Enfin, il est nécessaire de signaler qu'il existe, en fait, une quatrième variante d'étage de sortie sans transformateur, variante qui a été très rarement utilisée, mais qu'il est

utile de connaître : c'est le montage où la bobine mobile du haut-parleur comporte une prise médiane. Le schéma de l'étage de sortie devient alors celui de la figure 6-40, et on voit qu'il s'apparente beaucoup à celui d'un étage à transformateur de sortie, avec le même système de polarisation des deux transistors. La bobine présente une impédance

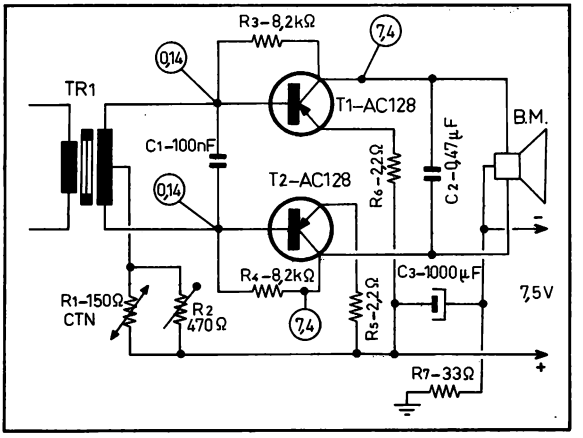


Fig. 6-40. — Étage final sans transformateur de sortie utilisant un haut-parleur à point milieu sur la bobine mobile B.M.

totale de 65 Ω environ. Le courant de repos de l'étage de sortie se règle à 6 mA, en intercalant un milliampèremètre entre le point milieu et le « moins » de la batterie et en ajustant R_2. La puissance de sortie maximale est de l'ordre de 0,8 W et la consommation est de 17 mA en l'absence de tout signal et de 160 mA environ à puissance maximale.

Étages préamplificateurs drivers, et contre-réaction

On constate que les amplificateurs B.F. sans transformateur de sortie se contentent, le plus souvent, d'un seul étage préamplificateur, c'est-à-dire d'un driver. En règle générale, aucune contre-réaction entre la sortie de l'amplificateur et l'étage préamplificateur n'est prévue sur ce type de montages, mais il y a évidemment des exceptions.

Le tableau 6-7 résume les caractéristiques de 8 montages différents dont la structure générale est celle de la figure 6-41 avec, bien entendu, des éléments en moins suivant le cas. La ligne « Contre-réaction » renvoie aux schémas séparés de la figure 6-42, lorsqu'il

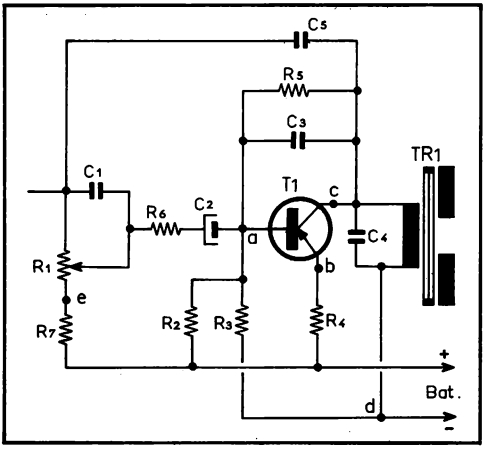


Fig. 6-41. — Étage driver-préamplificateur d'un montage sans transformateur de sortie, dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau 6-7.

Tableau 6-7

Caractéristiques de quelques préamplificateurs de la figure 6-41

Eléments du schéma	1	2	3	4	5	6	7	8
T_1	AC125	ASY27	AC125	AC125	AC126	AC126	AC126	ASY27
R_1 (kΩ)	4,7	4,7	10	4,7	4,7	10	4,7	4,7
R_2 (kΩ)	3,9	6,8		3,9	10	10		6,8
R_3 (kΩ)	150			150	270			
R_4 (Ω)							27	
R_5 (kΩ)		180à270	220			220	560	180à270
R_6 (Ω)	470			470				
R_7 (Ω)					4,7	4,7		
C_1 (nF)				47				
C_2 (µF)	0,22	2,2	1,5	0,47	0,47	3,3	1,5	6,8
C_3 (pF)	470		470					
C_4 (nF)		4,7					4,7	
C_5 (nF)		1						0,47
Tension aliment.(V)	9	9	9	9	9	9	9	9
Tensions (V) :								
a	0,15	0,15	1,8	0,15	0,15	0,13	0,2	0,12
b	0	0	0,9	0	0	0	0,05	0
c	8,3	8,5	6,3	7,1	6,8	7,2	7,4	8,4
d	9	9	0,9	9	9	8,4	9	9
Masse	Au +	Au +	Au −	Au +	Au +	Au +	Au +	Au +
Courant collect.(mA)	5			4	3,5	3,3		
Contre réaction					6-42a	6-42b	6-42c	

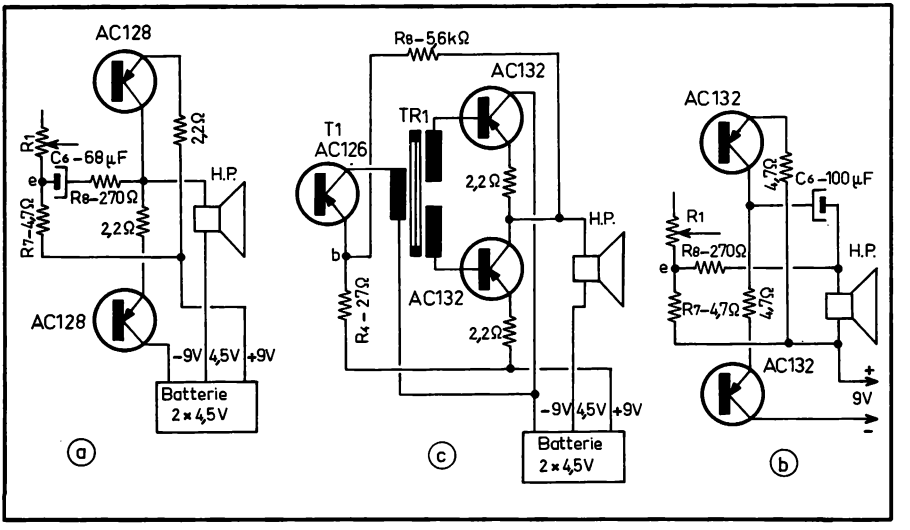


Fig. 6-42. — Circuits de contre-réaction utilisés avec le préamplificateur driver de la figure 6-41.

s'agit d'une contre-réaction entre la sortie de l'amplificateur (généralement, la bobine mobile) et le point d'application.

Cependant, dans le cadre de la figure 6-41, C_3, R_5 et C_6 constituent également des éléments de contre-réaction lorsqu'ils existent.

Dans presque tous les cas, comme on peut le voir, c'est le « plus » de la batterie d'alimentation qui est réuni directement à la masse et toutes les tensions indiquées, mesurées par rapport au « plus » sont donc négatives.

Les trois circuits de contre-réaction de la figure 6-42 sont très simples et apériodiques tous les trois, ce qui veut dire qu'ils n'agissent pas sur la tonalité en favorisant les graves ou les aiguës, mais contribuent à « aplatir » la courbe de réponse. Dans les trois cas, le taux est faible, déterminé, en gros, par le rapport R_7/R_8 pour les schémas *a* et *b*, et par le rapport R_4/R_8 pour le schéma *c*. Donc, si on veut augmenter le taux de contre-réaction il faut, dans les trois cas, diminuer la valeur de R_8.

Nous pensons qu'il est inutile de s'étendre sur les préamplificateurs à deux étages qui ne présentent, en général, aucune particularité par rapport à ce que nous avons déjà vu à propos des amplificateurs à transformateurs.

Amplificateurs à correction thermique

Il existe, cependant, un type d'amplificateurs sur lesquels il est utile de donner quelques indications, car il s'agit de montages « thermostabilisés », ce qui n'était pas le cas des schémas sans transformateur de sortie que nous avons vus plus haut.

Le schéma de l'étage de sortie d'un tel amplificateur et, partiellement, de son « driver » est celui de la figure 6-43, le tableau 6-8 résumant la valeur de tous les éléments et le type des transistors à utiliser pour un certain nombre de variantes possibles, surtout en ce qui concerne la puissance de sortie. On remarquera que dans la plupart des montages proposés (empruntés tous à des récepteurs de marques connues), les réglages R_{15} ne sont pas prévus. Rien n'empêche, cependant, de les ajouter à l'occasion d'un dépannage ou d'une révision, car l'ajustage précis de la polarisation de chaque « bras » s'en trouve facilité.

Lors d'une vérification d'un amplificateur du type de celui de la figure 6-43, c'est-à-dire sans transformateur de sortie, une mesure importante est celle du courant de repos de l'étage de sortie, qui doit s'effectuer en intercalant un milliampèremètre dans le circuit de collecteur de l'un des transistors, par exemple entre le collecteur de T_3 et la ligne « moins » de l'alimentation.

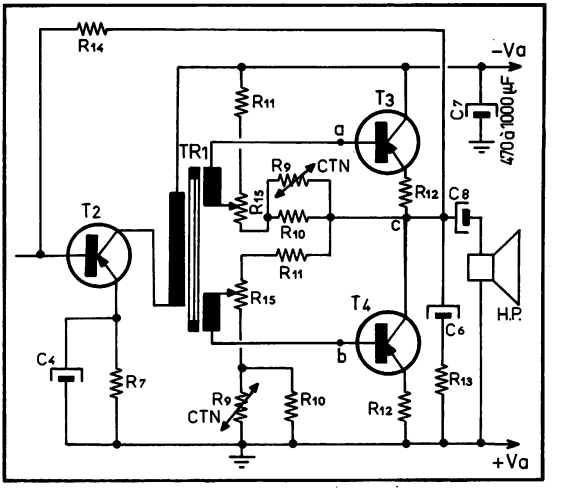


Fig. 6-43. — Cet amplificateur sans transformateur de sortie comporte un système de stabilisation thermique et peut être réalisé pour des puissances de 280 mW à 10 W, d'après les indications du tableau 6-8.

Tableau 6-8

Caractéristiques de quelques amplificateurs suivant le figure 6-43

Eléments du schéma		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_3 - T_4		AC117	AC117	AD149	AC128	521T1	2N321	521T1	AD162	SFT323	AC128K
CNT	R_9 (Ω)	50	50	4	150	150	150	150	100	150	150
	R_{10} (Ω)	56	56	3,9	100	150	150	150	100	120	68
	R_{11} (Ω)	1000	1000	220	1500	1800	2200	2200	4700	1500	1800
	R_{12} (Ω)	1	0,47	0	2,2	1,8	4,7	2,2	0,47	2,2	1
	R_{13} (Ω)	10	4,7	10							
	R_{14} (kΩ)	150	68	220		CRa	560	CRa	CRa	CRb	CRc
	R_{15} (Ω)	15	15	5							
	C_6 (μF)	2,2	3,3	4,7							
	C_8 (μF)	470	470	470	150	270	270	270	470	270	470
Tensions (V) :											
	a				4,75		4,65			4,66	5,83
	b				0,18		0,14			0,17	0,17
	c				4,5	3,75	4,5	4,5	12	4,5	6
Tension aliment. (V)		9	9	30	9	7,5	9	9	24	9	12
Impéd. H.P. (Ω)		10	5	10	20	8	20	8	16	15	8
Puissance sortie (W)		0,9	1,8	10	0,450	0,500	0,280	0,500	4	0,400	1,8
Courant (mA)											
	repos	4,5		20	20		2,2	3 à 5	3		45
	maximum				80						510

La résistance R_{14} de la figure 6-43 représente le circuit de contre-réaction aboutissant à la base du driver T_2. Si la structure du circuit de contre-réaction est différente, les indications CR *a*, CR *b*, etc., renvoient aux schémas correspondants de la figure 6-44.

Lorsque la résistance ajustable R_{15} n'existe pas, l'extrémité du secondaire correspondant du TR_1 est réunie au point commun R_9-R_{10}-R_{11}.

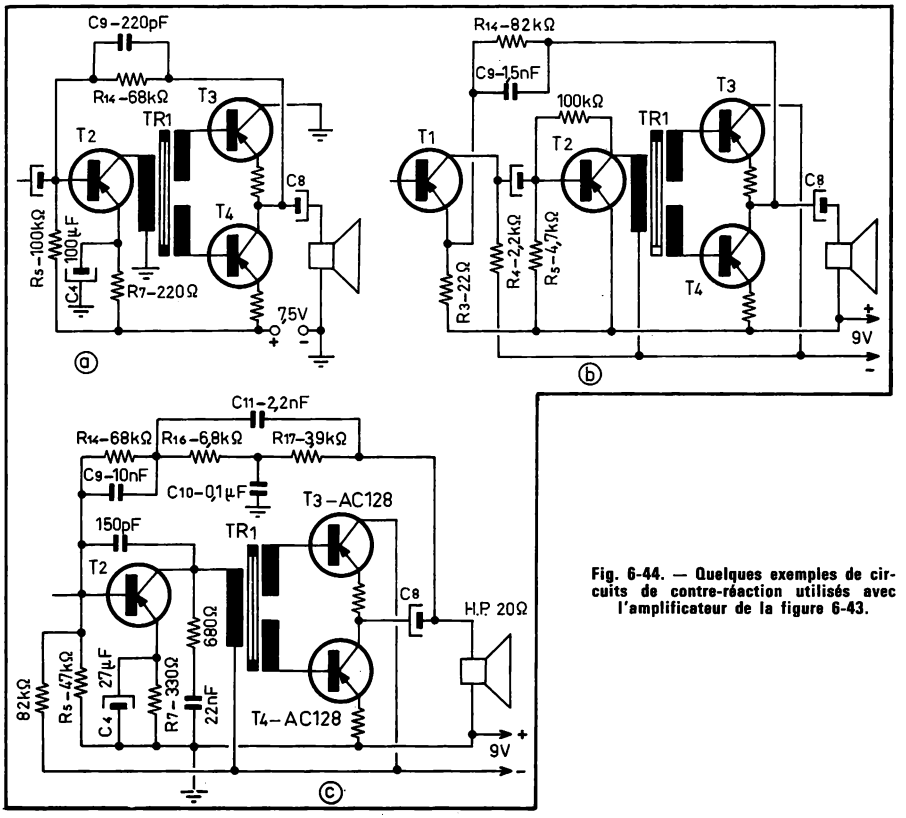


Fig. 6-44. — Quelques exemples de circuits de contre-réaction utilisés avec l'amplificateur de la figure 6-43.

En ce qui concerne les transistors indiqués, les correspondances suivantes peuvent être envisagées pour des remplacements éventuels, en tenant compte du fait qu'en cas d'une défaillance d'un seul transistor de l'étage de sortie, il faut remplacer les deux, par deux transistors appariés :

AC117 = AC128/01, AC188/01, AC142K, AC153K, AC178, AC128K.
AD149 = AD130, AD131, AD139.
AC128 = AC188, AC120, AC121, AC139, AC142, AC153, AC184, etc.
521T1 = AC128.
2N321 = AC132, AC136, AC152, AC173, etc.
AD162 = AD156, AD169.
AC128K = AC117.

Il est à remarquer que le transistor AD162 est très proche, en tant que caractéristiques, du AD149.

Les courants minimal et maximal des colonnes 4 et 10 se rapportent au récepteur ou à l'amplificateur tout entier, mais l'étage de sortie seul y intervient pour 3 à 5 mA au minimum et pour quelque 80 à 85 % au maximum. Le courant minimal indiqué dans les colonnes 6, 7 et 8 est le courant de repos normal de l'étage de sortie seul.

L'ensemble du diviseur de tension R_9-R_{10}-R_{11}, avec ou sans R_{15}, de la figure 6-43, assure une excellente stabilité thermique de ces amplificateurs. Par exemple, pour l'amplificateur de la colonne 1, le courant de repos ne varie qu'entre 6 et 3,7 mA environ lorsque la température varie de 0 à 70 °C. Pour l'amplificateur de la colonne 3 (10 W), le courant de repos varie entre 18 et 40 mA dans la même plage de température.

Quelques exemples de circuits de contre-réaction utilisés sur certains récepteurs de marques connues sont représentés dans la figure 6-44. Le schéma *a*, très simple, est employé sur les récepteurs des colonnes 5 et 7 *(Ducretet-Thomson)*. La présence du condensateur C_9 fait que l'impédance de l'ensemble R_{14}-C_9 diminue aux fréquences élevées, ce qui entraîne une augmentation du taux de contre-réaction, c'est-à-dire un léger affaiblissement des aiguës. Dans le cas où cet affaiblissement semblerait trop prononcé, il suffit de diminuer la valeur de C_9. La tonalité générale peut être très affectée si la résistance R_{14} se trouve coupée, le taux devenant très faible aux fréquences basses et beaucoup plus important aux fréquences élevées.

L'amplificateur correspondant à la colonne 8 utilise un circuit de contre-réaction de même structure, mais dont les éléments ont une valeur légèrement différente : R_{14} = 75 kΩ; C_9 = 100 pF; R_5 = 220 kΩ.

Le schéma de la figure 6-44*b* représente la contre-réaction utilisée sur le récepteur de la colonne 9 *(Clarville)*, qui fait encore appel à un circuit RC parallèle, mais qui aboutit à l'émetteur de T_1, qui est le transistor d'entrée de l'amplificateur. Le comportement de ce circuit en fonction de la fréquence est semblable à ce qui a été dit plus haut à propos du schéma *a*.

Un exemple de contre-réaction sélective est donné par le schéma *c* de la figure 6-44 *(Schneider)*, car le circuit injectant la tension de sortie sur la base du driver comporte une cellule dite en T ponté (R_{16}-R_{17}-C_{10}-C_{11}). Sans entrer dans les détails, disons qu'un tel circuit de contre-réaction tend à donner une courbe de réponse avec un relèvement plus ou moins prononcé des graves et des aiguës et le médium légèrement creusé. Le comportement de ce circuit peut être complètement modifié si l'un des condensateurs, C_{10} ou C_{11}, se trouve coupé, par exemple.

TRANSFORMATEURS

Les transformateurs des récepteurs à transistors qui les utilisent sont responsables d'un assez grand nombre de pannes franches ou de défauts de fonctionnement. Leur miniaturisation conduit à les réaliser en fil très fin, sous un volume très réduit, d'où danger de coupure, de court-circuit partiel d'un enroulement, etc. Il est donc utile d'avoir quelques notions précises sur ces composants, de façon à pouvoir les vérifier en sachant ce qui est normal et ce qui ne l'est pas, et de choisir le modèle qui convient si un remplacement devient nécessaire.

Rapport de transformation et impédance de charge

Ce qui est important dans un transformateur c'est avant tout son rapport, c'est-à-dire celui des spires du primaire aux spires du secondaire. Lorsque le secondaire est à point milieu (transformateur driver), on représente ce rapport sous la forme

$$\frac{1}{0{,}33 + 0{,}33}$$

par exemple, ce qui veut dire que le primaire est dans le rapport de 3 à 1 avec chaque moitié du secondaire. S'il s'agit d'un transformateur de sortie (primaire à point milieu),

on écrit, par exemple,

$$\frac{3+3}{1}$$

ce qui signifie qu'il y a dans chaque moitié du primaire, trois fois plus de spires que dans le secondaire.

Le rapport de transformation est nécessaire à connaître dans le cas général d'adaptation des impédances entre deux étages, et surtout, dans celui d'un étage de sortie, où il est important d'adapter au mieux l'impédance de charge nécessaire pour l'étage à celle de la bobine.

Et il ne faut pas oublier que le rapport des impédances à adapter est égal au carré du rapport de transformation, ou encore que le rapport de transformation est égal à la racine carrée du rapport des impédances.

Autrement dit, si un étage de sortie demande une charge de 100 Ω, et que nous voulons y connecter un haut-parleur de 5 Ω, le rapport des impédances à adapter est 100/5 = 20. Le rapport du transformateur nécessaire sera donc $n = \sqrt{20} = 4{,}46$ env., tenant compte de la *totalité des spires du primaire* n_1.

Le remplacement du haut-parleur ou du transformateur de sortie sont des opérations courantes dans la pratique du dépannage, mais qui peuvent poser parfois certains problèmes qu'il s'agit de résoudre au mieux.

Nous avons à remplacer, par exemple, un haut-parleur de 5 Ω, mais ne disposons que d'un 4 Ω et d'un 8 Ω. Comment se présente la charge de l'amplificateur dans l'un et dans l'autre cas? Le raisonnement est très simple. Appelons Z_1 l'impédance de charge de l'amplificateur avec son haut-parleur de 5 Ω et Z_{1a} celle qui résulte du remplacement de ce haut-parleur. Le rapport de transformation n restant le même quel que soit le haut-parleur connecté à la sortie, nous avons

$$n^2 = \frac{Z_1}{5} = \frac{Z_{1a}}{4},$$

ce qui nous donne évidemment

$$Z_{1a} = \frac{4}{5} Z_1.$$

Autrement dit, la charge de l'amplificateur a diminué dans le même rapport que l'impédance de la bobine mobile. En principe, une telle diminution est acceptable, à la condition que l'amplificateur n'ait pas été calculé trop juste. Il est donc prudent de s'assurer que le courant de collecteur de l'étage de sortie n'est pas excessif et que les deux transistors ne chauffent pas trop. A la rigueur, l'adjonction d'un petit radiateur, dans le genre de celui dont nous avons parlé plus haut, rétablit la situation.

Un raisonnement analogue nous permet de voir qu'une augmentation de l'impédance de la bobine mobile se traduit par un accroissement dans le même rapport de l'impédance primaire Z_1 qui, avec un haut-parleur de 8 Ω, devient $Z_{1a} = 1{,}6\ Z_1$. Un tel accroissement va entraîner une perte de puissance non négligeable, ce qui est souvent préférable d'éviter, surtout lorsqu'il s'agit de petits récepteurs dont la réserve de puissance est déjà faible.

Un autre genre de problème peut se poser lorsqu'il devient nécessaire de remplacer le transformateur de sortie. Évidemment, la première des choses à faire est de mesurer ou d'apprécier son rapport dans le cas où il nous est inconnu. Une mesure, qui consiste à injecter une faible tension alternative (5-6 V) au primaire et à mesurer ce que l'on obtient au secondaire, n'est possible que si le transformateur n'est ni coupé, ni en court-circuit. Une appréciation est, dans la plupart des cas, largement suffisante, en faisant appel aux différents tableaux que l'on trouve plus loin et en se basant sur le type des transistors, sur la puissance de sortie et sur l'impédance de la bobine mobile.

Nous avons à remplacer, par exemple, un transformateur de sortie de rapport $n = 6$, associé à un haut-parleur de 5 Ω. Nous disposons seulement de transformateurs de rapport 1,4 et 2,6. Pouvons-nous les utiliser et avec quelles conséquences? Tout d'abord, un transformateur de rapport $n = 6$ associé à un haut-parleur de 5 Ω constitue, pour l'étage de sortie, une charge Z_1 de $36.5 = 180$ Ω. Avec $n = 1{,}4$ cette charge n'est plus que de 9,8 Ω,

et avec $n = 2{,}6$ elle ne dépasse pas 33,8 Ω. Dans l'un ou l'autre cas il n'est pas question d'utiliser l'un des transformateurs disponibles, car il en résulterait sûrement la destruction plus ou moins rapide des deux transistors de sortie.

Dans un pareil cas, la solution ne peut être que le remplacement simultané du transformateur et du haut-parleur, à moins que nous ne puissions nous procurer un transformateur de rapport 5 au moins. Sinon, il faut prendre le transformateur de rapport $n = 2{,}6$ et se procurer un haut-parleur de 25 Ω au moins, auquel cas la charge « vue » de l'étage de sortie sera pratiquement de 170 Ω.

Il est évident que, théoriquement, il suffirait de débobiner un certain nombre de spires du secondaire pour augmenter le rapport de transformation jusqu'à la valeur qui nous est nécessaire. Mais les transformateurs de fabrication sérieuse sont en règle générale trempés ou imprégnés au vernis ou à l'ozokérite et ne sont guère « bricolables ».

Nous espérons que ces quelques indications sur les problèmes qui peuvent surgir lors d'un remplacement d'un transformateur de sortie ou d'un haut-parleur aideront nos lecteurs-techniciens à trouver une solution acceptable pour chaque cas particulier.

Transformateurs pour les amplificateurs qui en utilisent deux

Le tableau 6-9 résume les caractéristiques principales d'un certain nombre de jeux de transformateurs, driver et transformateur de sortie, pour des amplificateurs de structure générale conforme à la figure 6-45. Le nombre de spires indiqué se rapporte toujours à la totalité de l'enroulement correspondant, qu'il y ait ou non une prise médiane. Pour chaque enroulement, la résistance en continu est également indiquée (en ohms), ce qui

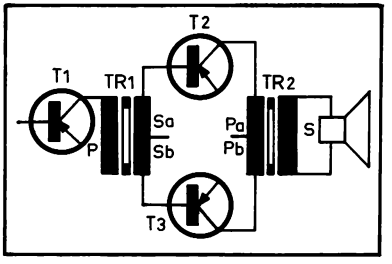


Fig. 6-45. — Structure d'un amplificateur à deux transformateurs.

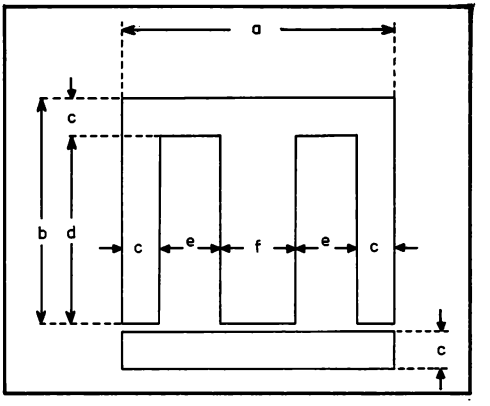


Fig. 6-46. — Dimensions dont il faut tenir compte lors du choix des tôles pour constituer le circuit magnétique d'un transformateur.

permet de déceler, par comparaison, des valeurs nettement anormales, dénotant un court-circuit partiel, par exemple. Pour les enroulements à prise médiane, la résistance des deux moitiés doit être pratiquement la même et représenter la moitié de la valeur indiquée. Toute asymétrie dépassant quelque 10 % doit être considérée comme anormale.

Pour la plupart des transformateurs le type du circuit magnétique employé est indiqué, dont les dimensions, d'après la figure 6-46, sont résumées dans le tableau 6-10 qui l'accom-

pagne. La section (brute) du noyau est indiquée entre parenthèses, à côté du numéro du circuit, en centimètres carrés.

La résistance indiquée pour les différents enroulements ne doit être prise en considération qu'à ± 10 ou même 20 % près.

Enfin, les transformateurs 19 à 26 sont ceux qui se rapportent à l'amplificateur de la figure 6-23, dont les caractéristiques sont par ailleurs indiquées dans le tableau 6-3.

Pour compléter cette documentation nous avons réuni dans le tableau 6-11, les caractéristiques de quelques transformateurs *Oréga* parmi de très nombreux modèles que cette firme fabrique ou peut fabriquer. Dans la figure 6-47 sont représentés quelques transformateurs de ce tableau, dont plusieurs sont prévus pour la soudure directe sur un cir-

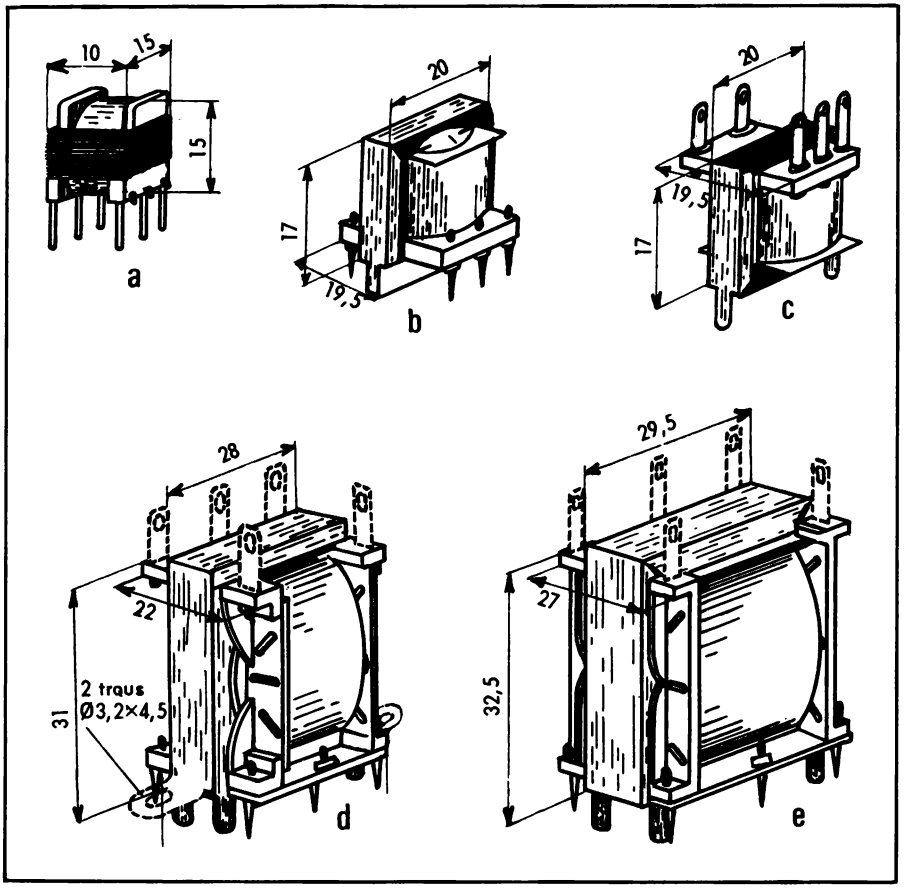


Fig. 6-47. — Aspect extérieur et dimensions de quelques transformateurs *Oréga*.

cuit imprimé. Les transformateurs du type *a* sont prévus pour équiper des amplificateurs dont la puissance de sortie se situe vers 50-70 mW. Les modèles *b* et *c* conviennent pour des puissances de 100 à 300 mW. Pour les puissances supérieures on utilisera des modèles *d* (400-600 mW) ou *e* (800 mW à 1,2 W à peu près).

Tableau 6-9

Caractéristiques de quelques transformateurs pour les amplificateurs qui en utilisent deux

N°	T_1	TR_1							T_2 - T_3	TR_2							Impéd. H.P. (Ω)	Puissance (W)
		Circ. magn.	P			S_a - S_b				Circ. magn.	P_a - P_b			S				
			Spires	Fil (mm)	R (Ω)	Spires	Fil (mm)	R (Ω)			Spires	Fil (mm)	R (Ω)	Spires	Fil (mm)	R (Ω)		
1	AC125	3(0,75)	750	0,10	100	700	0,18	160	AC132	3(0,75)	280	0,31	4,5	53	0,51	3,30	6,5	0,15
2	AC132	3(0,75)	1200	0,10	110	400	0,15	35	AC132	3(0,75)	360	0,20	8	58	0,44	0,30	6,5	0,15
3	AC132	9(1,19)	1400	0,10	190	720	0,15	44	AD138	9(1,19)	440	0,23	9	170	0,51	0,58	13	0,50
4	AC132	3(0,54)	900	0,10	90	312	0,23	8	AD149	9(0,72)	240	0,31	3,7	67	0,8	0,22	4,5	2
5	AC132	4(0,72)	900	0,15	70	312	0,23	8	AD149	9(0,72)	240	0,31	3,7	67	0,8	0,22	4,5	3
6	AC125	3(0,36)	2200	0,10	180	520	0,10	65	AC132	3(0,36)	810	0,12	40	100	0,38	0,60	4,5	0,15
7	AC125	3(0,75)	800	0,15	34	400	0,18	35	AC132	3(0,75)	240	0,27	18	64	0,44	1,20	4,5	0,15
8	AC125	7(0,64)	2200	0,10	205	960	0,14	65	AC132	7(0,64)	700	0,18	24	184	0,29	0,60	5,5	0,15
9	AC125	1(0,24)	2200	0,09	190	1000	0,09	92	AC132	1(0,24)	640	0,15	21	120	0,35	0,60	8	0,10
10	AC125	1(0,24)	1510	0,09	150	840	0,09	100	AC132	2(0,30)	560	0,14	20	128	0,25	2	8	0,10
11	AC125	2(0,30)	1600	0,08	225	1000	0,08	150	AC132	2(0,30)	450	0,15	19	66	0,35	0,65	10	0,15
12	AC125	3(0,75)	1760	0,09	190	1560	0,12	150	AC128	3(0,75)	340	0,23	13	65	0,41	0,30	8	0,25
13	AC132	9(1,19)	1400	0,10	190	720	0,15	44	AD138	9(1,19)	440	0,23	9	170	0,51	0,58	13	0,50
14	AC132	3(0,75)	1600	0,10	160	720	0,10	90	AC 128K	3(0,75)	346	0,21	5	90	0,44	0,30	6,5	0,50
15	AC125	11(1,96)	1200	0,12	137	1262	0,20	52	AC128	11(1,96)	296	0,40	3	61	0,60	0,28	2,5	1
16	AC125	5(0,64)	1000	0,15	45	1000	0,15	60	AC128	8(1,35)	264	0,35	2,8	42	0,60	0,22	2,5	0,75
17	AC125	5(0,64)	1400	0,10	140	1400	0,15	84	AC128	8(1,35)	350	0,28	6,2	59	0,60	0,33	5	1
18	AC125	8(1,35)	1000	0,15	56	1000	0,15	70	AC128K	8(1,35)	340	0,28	5,4	70	0,60	0,29	5	1,5
19	AC122	6(1)	1120	0,10	128	1100	0,11	106	AC117	10(1,44)	154	0,45	1,2	49	0,75	0,18	5	1,2
20	AC122	6(1)	865	0,12	68	930	0,12	88	AC117	10(1,44)	176	0,40	1,7	75	0,60	0,43	5	1,8
21	AC122	6(1)	2300	0,07	540	1100	0,11	128	AC117	10(1,44)	250	0,36	3	49	0,75	0,18	5	1,2
22	AC122	6(1)	1350	0,09	190	930	0,12	88	AC117	10(1,44)	266	0,35	3,3	75	0,60	0,43	5	1,8
23	AC122	6(1)	900	0,12	71	800	0,14	56	AC117	12(2,56)	188	0,50	2,1	75	0,70	0,44	5	4
24	AC125	6(1)	3500	0,05	1580	1100	0,11	128	AC124	10(1,44)	310	0,32	4,1	49	0,75	0,18	5	1,2
25	AC125	6(1)	2700	0,06	880	930	0,12	88	AC124	10(1,44)	372	0,30	6,2	75	0,60	0,43	5	1,8
26	AC125	6(1)	1600	0,08	285	800	0,14	56	AC124	12(2,56)	250	0,42	2,8	75	0,70	0,44	5	4

Tableau 6-10

Dimensions des tôles constituant les circuits magnétiques du tableau 6-9

N°	Dimensions (mm)					
	a	b	c	d	e	f
1	16	12	2	10	3	4
2	20	15	2,5	12,5	5	5
3	24	18	3	15	6	6
4	24	17	4	13	5	6
5	30	22	4	18	7	8
6	30	20	5	15	5	10
7	32	24	4	20	8	8
8	32	23,5	4,5	19	7	9
9	36	27	4,5	22,5	9	9
10	42	36	6	30	9	12
11	44	29	8	22	8	14
12	48	32	8	24	8	16

Tableau 6-11

Caractéristiques principales de quelques transformateurs Oréga

Circuit magnétique	Emploi	Primaire		Secondaire	Rapport	Impédance sortie (Ω)	Puissance (mW)
		Inductance (mH)	Résistance (Ω)	Résistance (Ω)			
10 x 15	Driver	500	125	106	1/0,66		50
10 x 15	Sortie	70	15	0,5	4,6/1		50
10 x 15	Driver		550	190	1/0,66		50
10 x 15	Sortie		120	0,2	24,6/1	2,5	50
10 x 15	Sortie		120	2,7	7/1	30	50
15,8 x 19,2	Driver	800	224	64	1/0,8		200
15,8 x 19,2	Sortie		19	0,2	12/1	2,5	200
26 x 30	Driver	3000	300	75	1/0,66		500
26 x 30	Sortie		5,3	0,15	8/1	2,5	500
26 x 30	Driver		45	60	1/1		1000
28 x 32	Sortie		3,3	0,1	6/1	2,5	1000

Transformateurs pour les amplificateurs sans transformateur de sortie

Ces transformateurs ne se distinguent des « drivers » des amplificateurs à deux transformateurs que par la nécessité d'avoir deux secondaires séparés, comme le montre la figure 6-48, et non pas un secondaire à point milieu. Le tableau 6-12, établi dans le même esprit que le 6-9, résume les caractéristiques de quelques transformateurs pour amplificateurs de différentes puissances.

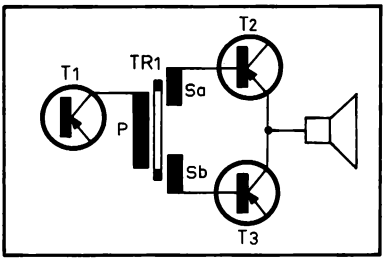


Fig. 6-48. — Structure d'un amplificateur sans transformateur de sortie, mais dont le driver doit comporter deux secondaires séparés.

Tableau 6-12

Caractéristiques de quelques transformateurs pour amplificateurs sans transformateur de sortie

T_1	TR_1						$T_2 - T_3$	Puissance (W)	Impédance H.P. (Ω)
	P			$S_a - S_b$					
	Spires	Fil (mm)	R (Ω)	Spires	Fil (mm)	R (Ω)			
AC162	1000	0,08	105	300	0,10	29	AC152	10	0,24
AC125	1000	0,05	140	350	0,05	150	AC125	30 + 30	0,05
AC125	900	0,06	120	450	0,06	85	AC125	60	0,04
AC125	1800	0,10	170	400	0,10	70	AC125	28	0,15
AC128	1000	0,10	100	185	0,12	16	AD149	4,5	2
AC125	1800	0,09	250	1000	0,18	48	AC132	35	0,20
AC122	1620	0,08	290	860	0,13	70	AC117	10	0,90
AC116	880	0,12	84	660	0,15	40	AC117	5	1,8
AC124	2850	0,09	520	380	0,30	8,8	AD149	10	10

En ce qui concerne les circuits magnétiques on s'inspirera du tableau 6-9 (transformateurs drivers). A noter que tous les circuits magnétiques des transformateurs drivers ou de sortie sont formés avec des tôles empilées sans entrefer, c'est-à-dire en « croisé ». Le fil utilisé est du fil émaillé. L'amplificateur de 10 W du tableau 6-12 fonctionne avec une tension d'alimentation de 30 V.

AMPLIFICATEURS B.F. SANS TRANSFORMATEURS

Ces amplificateurs représentent certainement près de 100 % des montages B.F. utilisés actuellement dans les récepteurs portables, les récepteurs auto, les enregistreurs et lecteurs de cassettes de toute sorte, les chaînes Hi-Fi de toutes puissances, etc.

En dehors du fait qu'il s'agit d'amplificateurs sans transformateurs, il existe, dans cette catégorie, un certain nombre de variantes dont il est utile de connaître les particularités.

Amplificateurs à transistors de sortie de même « polarité »

Le principe de fonctionnement d'un étage de sortie sans transformateur a été analysé et décrit un peu partout des dizaines et des dizaines de fois, de sorte que nous estimons inutile de nous y arrêter.

Commençons par un étage de sortie composé de deux transistors *p-n-p*, T_3 et T_4 de la figure 6-49. Pour les faire fonctionner en « push-pull », il est nécessaire de les attaquer, d'appliquer à leurs bases un signal de même amplitude, mais déphasé de 180°. Autrement dit, lorsque la base de T_3 reçoit une alternance positive de quelque 0,5 V de pointe (c'est

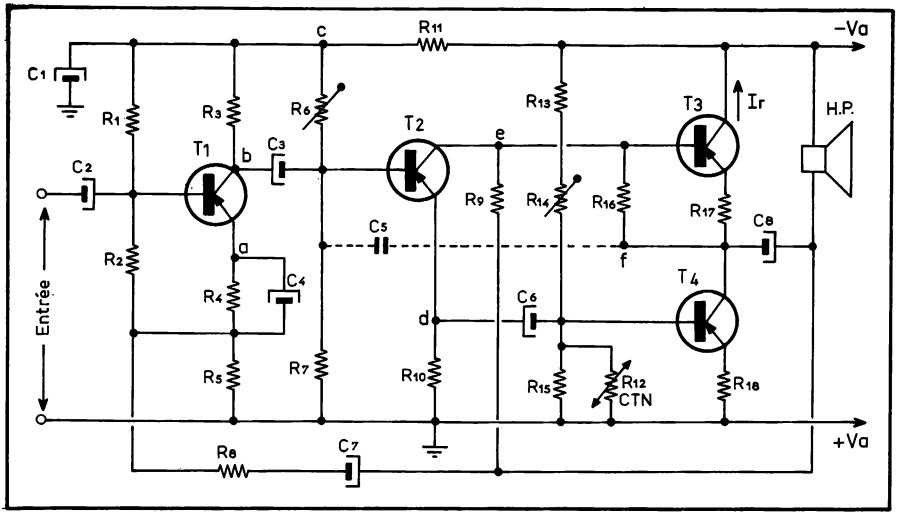


Fig. 6-49. — Schéma général d'un amplificateur sans transformateurs à étage de sortie comportant deux transistors de même polarité et à étage driver constitué par un transistor déphaseur.

à peu près l'ordre de grandeur), qui bloque ce transistor, la base de T_4 doit recevoir une alternance négative de même amplitude, qui fait passer T_4 en saturation. A l'alternance suivante, la situation s'inverse, évidemment : T_3 est saturé et T_4 bloqué.

Attaque par transistor déphaseur

Pour réaliser une telle commande de l'étage de sortie on peut penser à un « driver » déphaseur, les signaux nécessaires étant prélevés l'un sur le collecteur, l'autre sur l'émetteur, ce qui est le cas du transistor T_2 de la figure 6-49. Cette solution simple est parfaitement concevable et on peut rencontrer des amplificaterus construits sur ce principe et qui fonctionnent d'une façon tout à fait satisfaisante. Ils présentent, cependant, certains inconvénients qui leur font préférer des montages de structure différente, comme nous le verrons plus loin.

Le point de fonctionnement du transistor T_3 est défini par le régime du déphaseur T_2, et celui du T_4 par le diviseur de tension R_{12}-R_{13}-R_{14}-R_{15} comportant une résistance CTN donc dépendant de la température. Mais l'un des transistors (T_3) fonctionne en collecteur commun, tandis que l'autre (T_4) est un émetteur commun. Il en résulte que le transistor driver est chargé différemment par l'un ou l'autre transistor, c'est-à-dire à chaque alternance.

A cause de tout cela, il est nécessaire de prévoir une résistance de faible valeur (22 à 39 Ω), R_{16}, de façon à assurer un blocage complet du T_3 pendant la saturation du T_4.

Le réglage de la stabilisation thermique de l'étage de sortie est plus délicat qu'avec les amplificateurs à transformateurs, car si la tension de base du T_4 est stabilisée par le diviseur de tension correspondant grâce à la résistance CTN qui en fait partie, le comportement « thermique » du T_3 dépend de celui du T_2, c'est-à-dire, essentiellement, du réglage de l'ajustable R_6.

Ajoutons encore que le montage de la figure 6-49 demande au driver une puissance nettement supérieure à celle qui serait suffisante dans un étage à transformateur. Par

exemple, dans le cas de la figure 6-49 et en supposant que les transistors de sortie soient des AC135, AC128 ou AC188 (puissance de sortie 1 W), le driver doit fonctionner avec un courant d'émetteur de 12 à 13 mA, et encore à la condition que les deux transistors de sortie soient à gain élevé. Si l'étage de sortie est équipé de transistors plus puissants, le courant d'émetteur du driver doit être proportionnellement encore plus élevé : par exemple 38 mA pour une puissance de sortie de 4 W et 68 mA pour 6 W. Inutile de dire que, dans les deux cas il est nécessaire de prévoir un transistor de puissance en tant que driver.

Enfin, pour assurer une saturation correcte du T_3, il est nécessaire que la tension d'alimentation du driver soit supérieure de quelques volts à la tension d'alimentation générale, du moins pendant le court instant où T_2 délivre un signal en lancée négative sur la base du T_3. On tourne cette difficulté en ramenant la résistance R_9 non pas directement au « moins » de l'alimentation, mais à l'extrémité « chaude » de la bobine mobile, où les variations de tension sont en phase avec celles qui se produisent sur le collecteur du driver.

Le condensateur C_5, non indispensable, permet de réduire la fréquence de coupure très élevée (100 kHz environ) de l'amplificateur à quelque 19 kHz.

Le tableau 6-13 indique les caractéristiques de trois amplificateurs différents réalisés suivant le schéma de la figure 6-49 pour trois puissances différentes : 1, 4 et 6 W. Ne pas oublier que, dans tous les cas, les transistors de l'étage de sortie doivent être soigneusement appariés. On peut y ajouter un certain nombre de précisions :

1. La puissance maximale indiquée correspond à une distorsoin de 10 %. Si on se contente de la puissance moitié, la distorsion tombe à 1,3 % environ pour l'amplificateur de 1 W et à 1 % pour ceux de 4 et de 6 W (à 1 000 Hz);

2. La bande passante, pour les trois amplificateurs et avec le condensateur C_5, s'étend à 20-22 kHz environ (à −3 dB). La fréquence de coupure inférieure est de quelque 40 Hz pour l'amplificateur de 1 W et de 20 Hz pour ceux de 4 et de 6 W;

3. La tension d'entrée maximale est de 28 mV pour l'amplificateur de 1 W et de 150 mV pour les deux autres.

4. Pour les trois amplificateurs, les deux transistors de sortie doivent être installés sur un radiateur commun : 16 cm^2 pour 1 W; 100 cm^2 pour 4 et 6 W.

5. Les transistors AC151-VII peuvent être remplacés par des AC126 ou analogues à condition que leur gain soit de 50 au moins à 10 mA. Les AD148 sont pratiquement identiques aux AD149, AD130, etc.

6. L'amplificateur de 6 W comporte une petite modification du schéma : adjonction de la résistance R_{19} (47 Ω), suivant la figure 6-50.

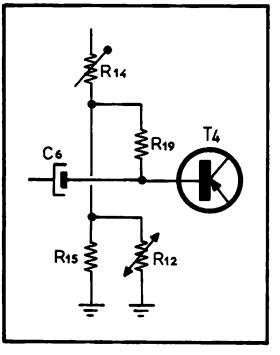


Fig. 6-50. — Modification du schéma de la figure 6-49 dans le cas d'un amplificateur de 6 W.

Attaque par une paire complémentaire

Un étage de sortie à deux transistors de même polarité, *p-n-p* ou *n-p-n*, destiné à travailler en « push-pull » classe B peut être très commodément attaqué par ce que l'on

Tableau 6-13

Caractéristiques de trois amplificateurs suivant le schéma de la figure 6-49

Puissance (W)	T_1	T_2	T_3 - T_4	R_1 (kΩ)	R_2 (kΩ)	R_3 (kΩ	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)	R_6 (kΩ)	R_7 (kΩ)	R_8 (Ω)
1	AC151-VII	AC151-VII	AC153	15	3,3	3,6	1000	1,8	22	1,5	470
4	AC151-VII	AD148-V	AD148	10	4,7	1,2	1200	10	10	0,47	390
6	AC151-VII	AD148-V	AD148	12	4,7	1	470	10	4,7	0,47	270

Puissance (W)	R_9 (Ω)	R_{10} (Ω)	R_{11} (Ω)	R_{12} (Ω)	R_{13} (kΩ)	R_{14} (kΩ)	R_{15} (Ω)	R_{16} (Ω)	R_{17} (Ω)	R_{18} (Ω)	R_{19} (Ω)
1	220	68	470	500	2,2	4,7	220	39	0,47	0,47	
4	330	47	1000		3,3	4,7	47	22	0,47	0,47	
6	220	47	1000	20	0,47	2,2	27	39	0,47	0,47	47

Puissance (W)	C_1 (µF)	C_2 (µF)	C_3 (µF)	C_4 (µF)	C_5 (nF)	C_6 (µF)	C_7 (µF)	C_8 (µF)	Résistance entrée (kΩ)	Impédance H.P. (Ω)
1	100	4,7	10	100	2,2	22	22	470	3,3	8
4	100	10	10	100	3,3	220	22	270	4,7	25
6	100	4,7	10	100	3,3	220	22	270	4,7	16

Puissance (W)			Tensions (V)					Courants (mA)		
	a	b	c	d	e	f	Va	Emetteur T_1	Emetteur T_2	Repos T_3 - T_4
1	1,3	3,5	8	0,85	5,3	5,1	9	1,3	12,5	10
4	6,3	13,5	19,5	1,8	15	14,7	30	5,2	38	40
6	3,9	6,4	14	3,2	15	14,7	30	7,6	68	50

appelle une paire complémentaire, c'est-à-dire deux transistors de caractéristiques à peu près semblables, mais de polarité opposé : un *p-n-p* et un *n-p-n*, T_2 et T_3 de la figure 6-51. L'étage préamplificateur T_1, qui est, en fait, le « driver » de la paire complémentaire T_2-T_3 et qui peut être un *p-n-p* ou un *n-p-n*, envoie un signal simultanément aux deux bases de T_2-T_3. L'alternance négative est sans action sur T_2, bloqué au repos, mais « traverse » T_3, qui est un *p-n-p* et qui, bloqué au repos comme T_2, est rendu conducteur par une impulsion négative. A l'alternance suivante, positive, le comportement de l'ensemble s'inverse : T_2 laisse passer, tandis que T_3 reste bloqué.

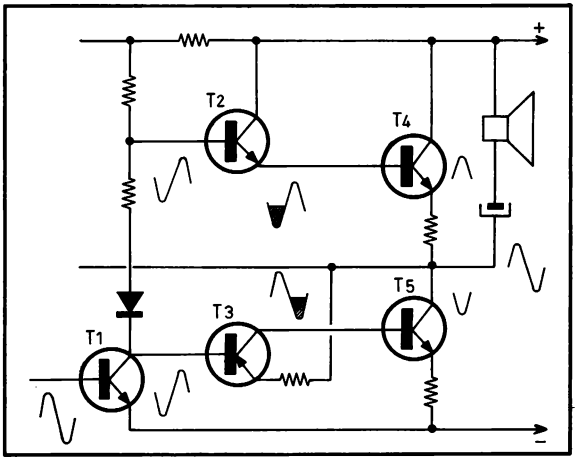


Fig. 6-51. — Schéma général d'un amplificateur sans transformateurs à étage de sortie comportant deux transistors de même polarité et à étage driver constitué par deux transistors complémentaires, *n-p-n/p-n-p*.

Résultat après une période complète : T_5 reçoit sur sa base l'alternance positive et la restitue dans son circuit de collecteur; T_4 reçoit l'alternance négative et la restitue dans son circuit d'émetteur, les deux formant une sinusoïde complète qui se retrouve aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur.

Le système de la figure 6-51 est très largement utilisé depuis plusieurs années, car il permet, comme nous pourrons le voir, sur quelques exemples, d'obtenir très facilement des puissances de sortie de 20 à 60 W en « dimensionnant » en conséquence les transistors utilisés.

Amplificateur 12 W

Il s'agit, en réalité, d'un amplificateur faisant partie d'une ensemble stéréo *Schneider* dont le schéma de la figure 6-52 représente le canal droit. Cet amplificateur est précédé d'un ensemble correcteur de tonalité avec réglage séparé des graves et des aiguës et d'un préamplificateur-correcteur à deux transistors qui, par une commutation appropriée permet d'adapter l'entrée à un microphone, à un P.U. cristal ou magnétique, etc.

Les tensions indiquées sur le schéma sont mesurées par rapport à la masse, réunie au « plus » de l'alimentation, donc négatives. Le courant de repos de l'étage de sortie se règle par l'ajustable R_4 à 20-25 mA, en intercalant un milliampèremètre (à faible résistance propre) dans la connexion de collecteur de l'un des transistors de puissance.

L'équipement en transistors de cet amplificateur est le suivant :

T_1-BC149B. Peut être remplacé par BC109B, BC549B, etc.;

T_2-BC116A. Analogue à BFR23, 2N4036, etc. pour un remplacement éventuel;

T_3-BC144. C'est un 800 mW dont le courant collecteur maximal atteint 1A. En cas de remplacement nécessaire, il faut, par conséquent, choisir un transistor de dissipation comparable, par exemple BC142, BFY50, etc.;

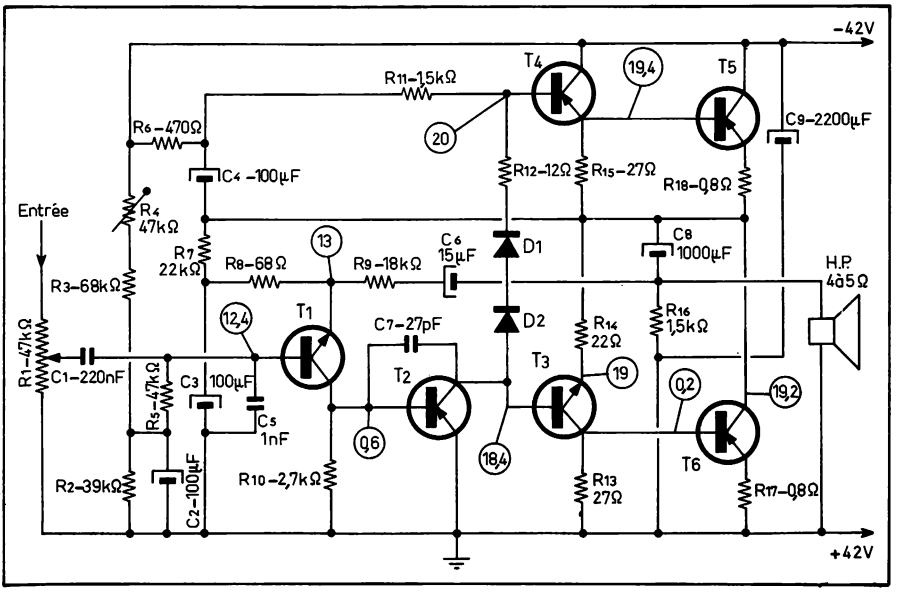


Fig. 6-52. — Schéma d'un amplificateur de 12 W dont l'étage de sortie à transistors de même polarité est attaqué par un étage *p-n-p/n-p-n (Schneider).*

T_4-BC139. Complémentaire du BC144, donc même dissipation et même courant de collecteur. Si le remplacement de l'un des transistors, T_3 ou T_4, s'avère nécessaire, il est indispensable de remplacer les deux, en choisissant une paire complémentaire qui convient;

T_5 et T_6-AL103. Transistors germanium, dissipation 30 W. Peuvent être remplacés par AD149 ou ASZ15 préalablement appariés.

Précisons encore que la distorsion globale d'un amplificateur de ce type se situe, si tout est correctement réglé, à 1-1,5 % à la puissance nominale, et que la bande passante est généralement comprise entre quelque 30 Hz et 25 kHz.

Les diodes D_1 et D_2 sont des BA170, équivalentes à BAV10, BA210, BAX78, etc.

Amplificateur 20 W

Comme le précédent, cet amplificateur (fig. 6-52) fait partie d'une chaîne Hi-Fi stéréo *(Radiola)* et se trouve normalement précédé d'un ensemble correcteur de tonalité à réglage séparé de graves et d'aiguës, et d'un préamplificateur-correcteur à deux transistors. Pour certaines entrées (P.U. magnétique, notamment) un préamplificateur-correcteur supplémentaire, également à deux transistors, est prévu.

Le transistor T_3 (BC548) remplace ici, en quelque sorte, une résistance CTN communément utilisée pour stabiliser, en fonction des variations de la température, la polarisation des bases T_4 et T_6. Ici, on fait appel à la résistance collecteur-émetteur du transistor, également « thermosensible ». La résistance ajustable R_9 sert pour régler le courant de repos de l'étage de sortie en mesurant la tension aux bornes des résistances R_{15} et R_{16}, c'est-à-dire entre les points *a* et *b*. On doit y trouver 10 mV environ « à froid » et 12 à 20 mV après 2 à 5 minutes, ce qui correspond à un courant de repos de 23 à 40 mA.

Le circuit de contre-réaction, partant d'une extrémité de la bobine mobile aboutit à l'émetteur de T_1 à travers le circuit R_7-C_5-R_6-C_2. Cette disposition fait que le condensateur de liaison C_7 fait partie de la boucle de contre-réaction, ce qui corrige son influence

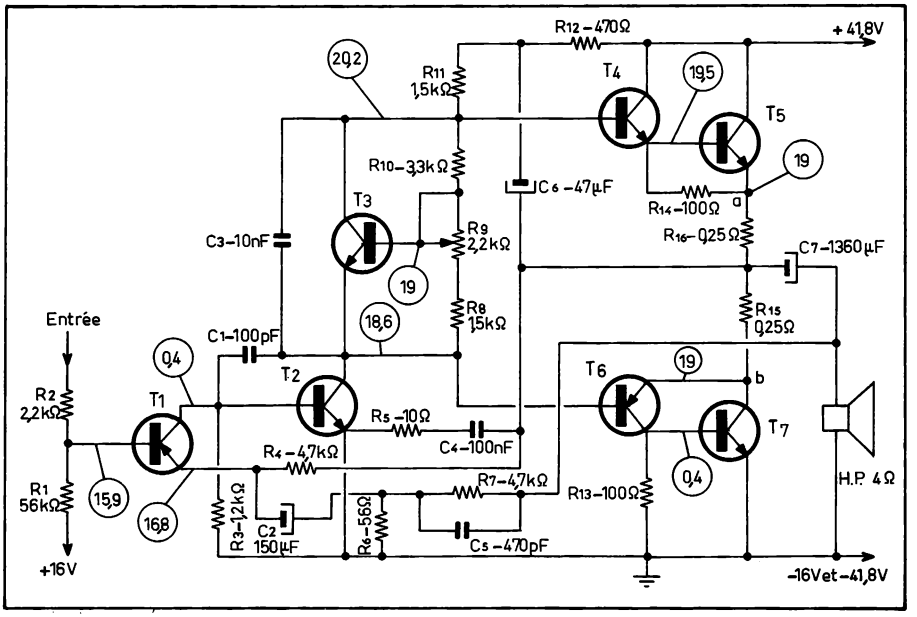


Fig. 6-53. — Amplificateur de 20 W faisant partie d'une chaine Hi-Fi stéréo *Radiola*.

sur la fréquence de coupure inférieure de la bande passante.

Le circuit C_4-R_5 disposé pratiquement en parallèle sur la résistance de charge, est destiné à éliminer certaines tendances à l'accrochage.

En dehors du T_3, déjà mentionné, les transistors utilisés sont :

T_1 — BC558. Remplaçable, en cas de besoin, par BC178, BC252A, etc.

T_2 — BC547. Équivalent à BC107, BC147, BC167, etc.

T_4 — BD135. Forme, avec T_6 (BD136), une paire complémentaire pour l'attaque de l'étage de sortie. Il s'agit de transistors de puissance (6,5 W), en boîtier TO-126, utilisés sans radiateur et avec un courant de repos de 4 mA environ. Équivalences : BD137-BD138; BD139-BD140.

T_5 et T_7-BDY38. C'est un transistor de grande puissance (115 W), admettant un courant de collecteur maximal de 6 A et présenté en boîtier TO-3. Remplacement possible : 2N3232, 2N3055, BDY20. Encore une fois, les transistors de sortie se remplacent par paires.

Amplificateur 20 W

Faisant partie d'un ensemble tuner-amplificateur stéréo *Blaupunkt*, cet amplificateur (fig. 6-54) utilise des transistors au germanium, pour les deux derniers étages. Il est normalement précédé d'un préamplificateur à deux étages (BC109C-BC108C) et sa puissance nominale est de 20 W en régime sinusoïdal. L'étage « complémentaire » T_2-T_3 utilise une paire classique que l'on voit souvent en tant qu'étage final d'un récepteur portable.

Le circuit de contre-réaction, entre la sortie de l'amplificateur et la base de T_1, comprend un circuit dit en T ponté (C_2-R_2-R_3-C_3), dont l'élément C_3 est plus ou moins shunté par C_4, en fonction de la position du potentiomètre R_4, qui constitue un dosage d'aiguës.

L'ajustable R_1 permet de régler le signal sinusoïdal de sortie à pleine puissance, de façon à obtenir une trace parfaitement symétrique, à la limite d'écrêtage des pointes supérieures et inférieures. A cet effet, on remplace le haut-parleur par une résistance bobinée de 4 Ω—20 W, et on injecte à l'entrée un signal sinusoïdal à 1 000 Hz, après

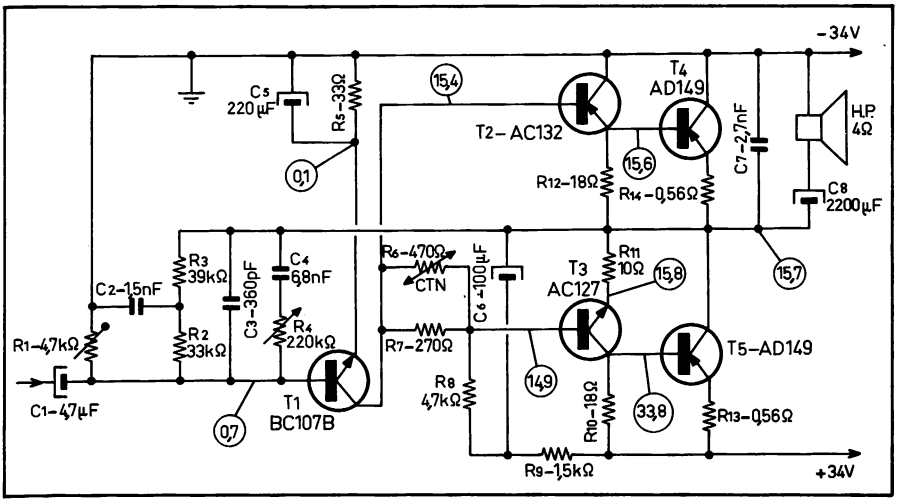


Fig. 6-54. — Amplificateur de 20 W à contre-réaction sélective *(Blaupunkt)*.

avoir placé les commandes de tonalité en position moyenne. Ensuite, on règle le potentiomètre de volume de façon à obtenir 9 V_{eff} sur la résistance de 4 Ω, ce qui correspond bien à 20 W : $9^2/4 = 20{,}2$. On connecte un oscilloscope aux bornes de la résistance et on ajuste R_1 pour obtenir un signal de forme voulue.

S'il devient nécessaire de remplacer des transistors, les équivalences suivantes peuvent être envisagées : AD149 = AD130, AD131, AD139, ADY27, etc.; paire complémentaire : T_2-T_3 = AC117-AC175, AC131-AC186, etc.

Amplificateur 16-24 W

Comme les amplificateurs précédents, celui de la figure 6-55 *(ITT)* fait partie d'un tuner-amplificateur stéréo. Si l'impédance du haut-parleur est de 4 Ω la puissance de sortie peut atteindre 24 W. Si cette impédance est de 8 Ω, la puissance de sortie est de 16 W (en régime sinusoïdal). Dans les deux cas, la distorsion annoncée est inférieure à 1 %. Elle est inférieure à 0,3 % à 20 W. La bande passante s'étend de 15 Hz à 40 kHz.

Le schéma de la figure 6-55 ne représente que les quatre derniers étages de l'amplificateur, qui sont précédés, à partir des entrées, par :

— un préamplificateur-correcteur à deux transistors pour les deux entrées P.U. (cristal et magnétique);
— un étage émetteur commun (BC172B) précédant les réglages de balance et de volume;
— un étage émetteur commun suivi d'un étage collecteur commun (deux BC172B), précédant le régulateur de tonalité du type Baxandall;
— un étage émetteur commun BC173C débouchant sur l'entrée de l'amplificateur de la figure 6-55. Le circuit régulateur de tonalité est connecté entre le collecteur du BC173C et l'émetteur du transistor utilisé en collecteur commun.

La résistance ajustable R_5 permet de régler le signal de sortie sinusoïdal au minimum de distorsion à pleine puissance, en procédant comme pour l'amplificateur précédent.

Le courant de repos de l'étage de sortie se règle par R_{12} à 30 mA environ, que l'on mesure en pratiquant une coupure dans un circuit de collecteur. On peut également procéder par la mesure de la tension entre les points *a* et *b*, où l'on doit trouver environ 40 mV.

Les transistors BC142 et BC143 sont du type « puissance » (800 mW). On en tiendra compte lors d'un remplacement éventuel.

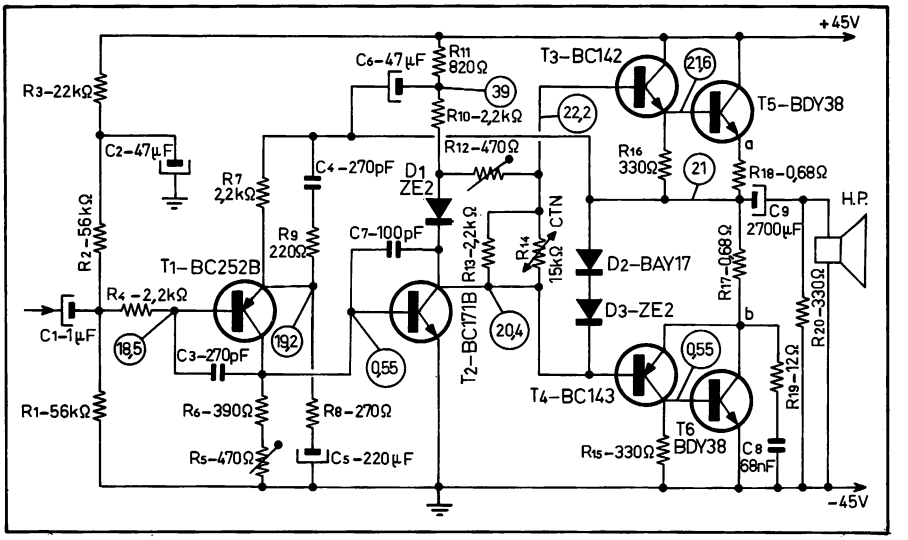


Fig. 6-55. — Amplificateur de 16-24 W pour une chaine Hi-Fi stéréo *(ITT)*.

La diode BAY17 est pratiquement du même type que BAV10, BA170, etc. Les diodes Zener ZE2 sont analogues à BZX75-C2V1.

Quelques mots sur le choix des éléments d'un amplificateur

Dans le cadre d'un dépannage, d'une remise en état, de la nécessité de remplacer certains éléments d'un amplificateur du type de celui de la figure 6-51, la question peut se poser pour savoir si telle ou telle modification est possible et si ses conséquences sont sans danger pour certains transistors et n'entraînent pas une diminution excessive des performances.

Ce qui est primordial, c'est l'ensemble des relations qui existent entre la puissance de sortie, la résistance de charge (bobine mobile du H.P.), le courant de collecteur maximal possible pour un transistor donné et la tension d'alimentation nécessaire.

Pour simplifier les explications, nous reproduisons dans la figure 6-56, le schéma à peu près « universel » d'un amplificateur à étage de sortie dont les transistors, T_4 et T_5,

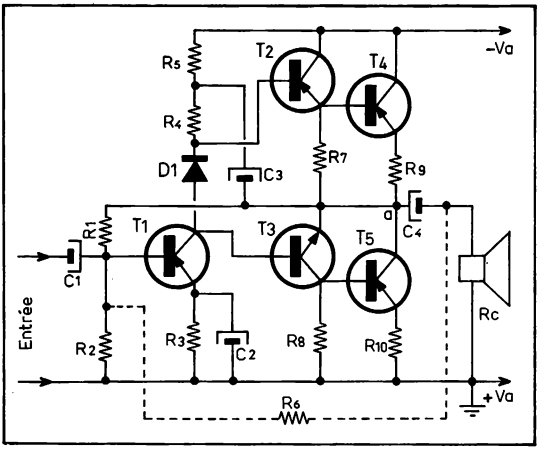


Fig. 6-56. — Schéma « universel » d'un amplificateur du type de ceux décrits plus haut.

sont de même polarité et dont l'étage déphaseur d'attaque est constitué par une paire complémentaire, T_2 et T_3.

L'abaque de la figure 6-57 permet de trouver presque instantanémnet les relations entre les facteurs dont il vient d'être question : puissance de sortie P_s (en watts); résistance de charge R_c (en ohms); courant de collecteur maximal I_{cmax} (en ampères); tension d'alimentation V_a (volts).

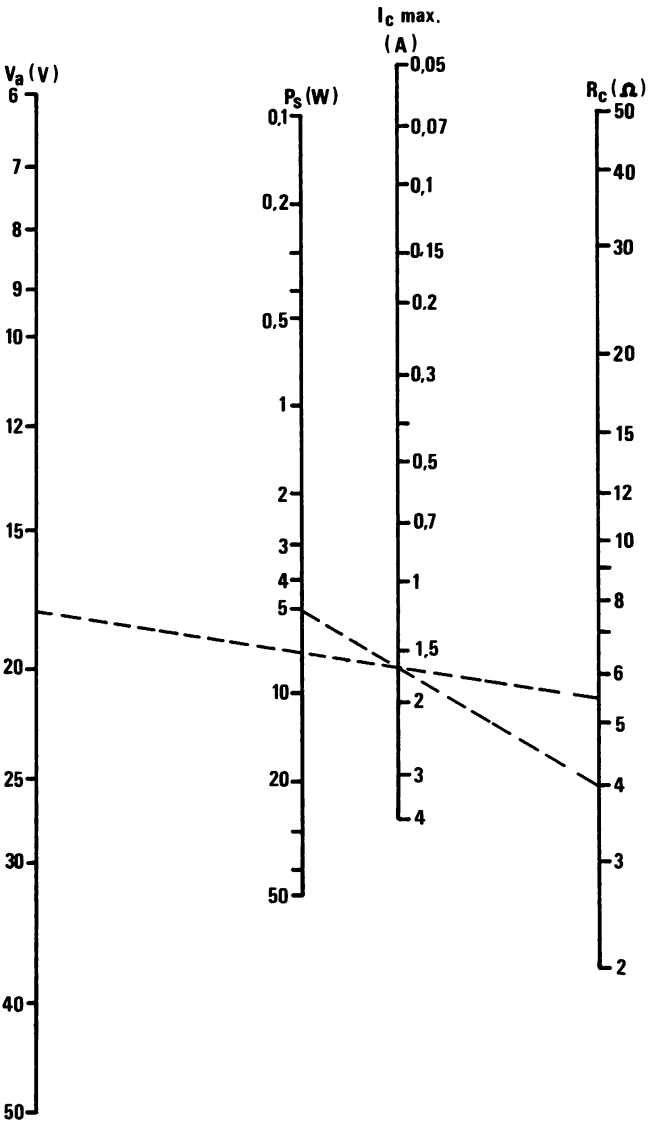


Fig. 6-57. — Abaque pour la recherche des relations entre la puissance de sortie P_s, la résistance de charge R_c, l'intensité maximale de collecteur I_{cmax} et la tension d'alimentation V_a.

Nous voulons, par exemple, connaître le courant de collecteur $I_{c\,max}$ nécessaire pour obtenir une puissance de sortie de 5 W avec une résistance de charge de 4 Ω. Nous réunissons ces deux points des axes correspondants par une droite qui coupe l'axe $I_{c\,max}$ à peu près à 1,65 A. C'est donc cette intensité qui traversera les deux transistors, T_4 et T_5, et les résistances R_9 et R_{10}. D'une façon générale, ces trois axes nous permettent de déterminer n'importe laquelle des trois grandeurs ci-dessus en connaissant les deux autres. C'est ainsi que nous pouvons nous rendre compte que pour atteindre la même puissance de 5 W, mais avec des transistors dont le courant de collecteur ne doit pas dépasser 1 A, nous devons adopter un H.P. de 10 Ω au moins. De même, il est facile de vérifier qu'avec un H.P. de 20 Ω et un courant de collecteur maximal de 0,5 A, la puissance de sortie sera de 2,5 W environ.

La tension d'alimentation V_a nécessaire pour l'amplificateur de 5 W déterminé comme ci-dessus ($R_c = 4\,\Omega$; $I_{c\,max} = 1{,}65$ A) doit être recherchée comme suit. On note sur l'axe R_c la valeur de résistance représentant la somme $R_c + R_{sat} + R_e$. La résistance R_{sat} (résistance de saturation) est celle d'un transistor, T_4 ou T_5, en état de saturation, qu'il faut calculer à partir des chiffres indiqués par les fabricants, qui donnent le plus souvent la chute de tension V_{sat} en présence d'une certaine intensité. En règle générale, la valeur de R_{sat} ainsi calculée atteint rarement 1 Ω et le dépasse encore plus rarement. Celle de R_e, c'est-à-dire R_9 ou R_{10} du schéma de la figure 6-56, est le plus souvent de 0,47 Ω. En adoptant $R_{sat} + R_e = 1{,}5\,\Omega$ pour à peu près tous les cas, on se trouve dans la fourchette des valeurs « raisonnables », avec une certaine marge de sécurité pour la détermination de la tension d'alimentation.

On note donc le point $4 + 1{,}5 = 5{,}5\,\Omega$ sur l'axe R_c et on le joint au point 1,65 A, précédemment déterminé sur l'axe $I_{c\,max}$, en prolongeant cette droite jusqu'à l'axe V_a où elle indiquera la tension d'alimentation nécessaire, ici 18 V en chiffre rond.

En procédant de façon analogue on se rendra compte que pour « tirer » 10 W, toujours avec $R_c = 4\,\Omega$, il faut admettre un courant de collecteur de 2,5 A environ et prévoir une tension d'alimentation de 25 V.

L'abaque de la figure 6-58 permet d'apporter quelques précisions aux « calculs » faits précédemment : déterminer la puissance dissipée par chaque transistor de l'étage de sortie; estimer le rendement de cet étage. L'abaque utilise deux des axes de l'abaque 6-57 : V_a et R_c, avec, en plus, l'axe $P_s/2$ (moitié de la puissance de sortie choisie ou calculée précédemment), l'axe P_1 (puissance dissipée par chaque transistor de l'étage de sortie) et l'axe η (rendement en pour-cent).

On commence par tracer la droite joignant la résistance $R_c = 4\,\Omega$ à la valeur de la tension d'alimentation sur l'axe V_a. Cette droite coupe l'axe P_1 en un point qui est pratiquement à 2 W, ce qui représente la dissipation de chaque transistor de la paire T_4-T_5. Ensuite, on pointe, sur l'axe $P_s/2$, la moitié de la puissance de sortie choisie, soit 2,5 W, et on réunit ce point à celui obtenu sur l'axe P_1, en prolongeant cette droite jusqu'à l'axe η. On constate que le rendement de l'étage de sortie est de 55 %.

Le courant de repos d'un étage de sortie, lorsqu'on l'ignore pour telle ou telle raison, représente généralement 0,01 à 0,02 du courant de collecteur maximal dont on peut évaluer l'importance à l'aide de l'abaque 6-57, à partir de la résistance du H.P. et de la puissance nominale P_s ou de la tension d'alimentation. Donc, dans l'exemple que nous avons adopté, le courant de repos peut être, en gros, fixé à 0,2 I_{cmax}, soit quelque 33 mA. Bien entendu, il est recommandé de contrôler le résultat à l'aide d'un oscilloscope et de retoucher, au besoin, le courant de repos.

Les transistors de l'étage inverseur (T_2 et T_3), ainsi que ceux de l'étage de sortie doivent présenter un gain en courant statique d'au moins 45-50, et de plus, les deux transistors de puissance doivent être appariés.

En choisissant éventuellement les transistors T_2-T_3, il faut tenir compte de leur tension collecteur-émetteur maximale admissible qui, en aucun cas, ne doit être inférieure à la tension d'alimentation, car la tension appliquée à l'espace collecteur-émetteur de ces transistors est voisine de la tension d'alimentation lorsque le transistor correspondant se trouve bloqué. Il ne faut pas oublier que des transistors apparemment équivalents peuvent présenter des tensions V_{ce} assez différentes. Par exemple, le transistor AC127,

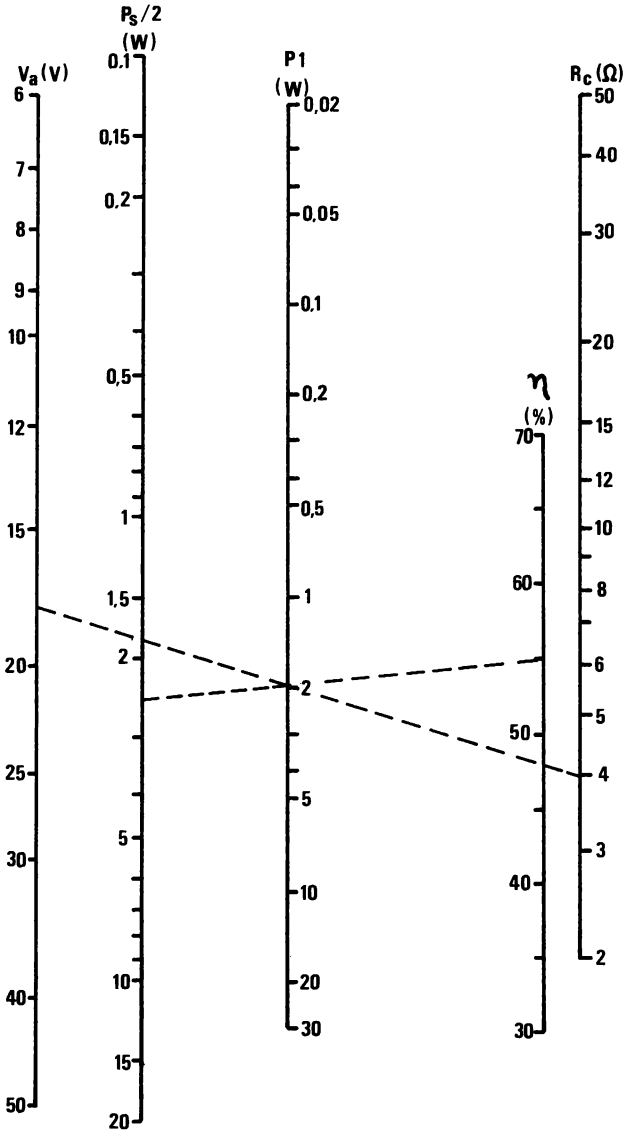


Fig. 6-58. — Abaque pour la détermination de la puissance dissipée par chaque transistor et du rendement de l'étage de sortie.

peut supporter une tension collecteur-émetteur de 32 V, tandis que son équivalent, le AC187, plafonne à quelque 15-18 V.

Les résistances R_7 et R_8 permettent de réduire les effets de la différence entre la résistance d'entrée de l'étage T_4-T_5 et celle de sortie de l'étage déphaseur. Leur valeur se situe généralement entre 50 et 150 Ω.

En ce qui concerne l'étage d'entrée T_1, on choisit son courant de repos entre 1,5 et 4 mA le plus souvent : plus faible si la puissance de sortie est de l'ordre de 6-8 W; plus

élevé s'il s'agit d'un amplificateur de 18 à 25 W. Il est préférable d'adopter un schéma « autorégulateur », maintenant automatiquement la tension de repos au point de symétrie *a* de l'étage de sortie (fig. 6-56). Dans ce but, on dispose le diviseur de tension R_1-R_2 entre le point *a* et l'un des pôles de l'alimentation, suivant la polarité du transistor T_1.

Il est également important d'alimenter le collecteur de T_1 à travers un circuit tel que R_4-R_5-C_3, en choisissant pour R_5 une valeur comprise entre 0,1 et 0,3 de R_4, mais qui ne doit pas être inférieure à 10 R_c. D'autre part, on doit ajuster la valeur de R_4 (une fois pour toutes) de façon que la tension de collecteur de T_1, en présence du courant de repos choisi, représente à peu près la moitié de la tension d'alimentation V_a. Le réglage définitif de cette tension se fait en agissant sur la valeur de R_1.

Quant au courant de repos de l'étage de sortie, il est fixé par le choix de la diode D_1, qui peut être au germanium ou silicium, mais qui doit permettre une chute de tension telle que les bases de T_2 et T_3 soient polarisées correctement. Si, avec une certaine diode, le courant de repos de l'étage de sortie est trop faible on ajoute en série, soit une deuxième diode, soit une résistance (qui peut être ajustable) de quelques dizaines d'ohms. Si le courant de repos est trop élevé, on peut shunter la diode par une résistance de quelques centaines d'ohms.

Amplificateurs à transistors de sortie complémentaires

C'est la formule type employée sur la quasi-totalité des récepteurs portables dont la puissance est comprise entre 100 mW (ou même moins) et quelque 2 W. Le schéma de la figure 6-59 en représente un exemple, le transistor d'entrée, T_1, étant un BC108, ou BC149C et les deux transistors de sortie formant une paire complémentaire : AC128-AC127 ou AC188-AC187. La diode D_1 est une BA114 ou une BA216. Toutes les tensions indiquées sont mesurées par rapport à la masse, réunie au « plus », donc négatives. L'amplificateur

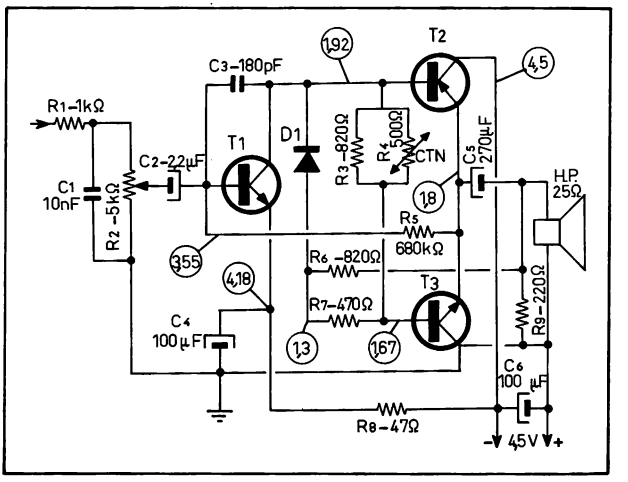


Fig. 6-59. — Schéma d'un amplificateur de petite puissance (300 mW) équipant un récepteur *Schneider*.

de la figure 6-59 équipe un petit portable *Schneider* et sa puissance de sortie est de l'ordre de 300 mW, avec une consommation de repos de 11-12 mA.

Nous allons analyser un certain nombre de récepteurs de ce type, qui ne diffèrent les uns des autres que par les étages de préamplification en plus ou moins grand nombre (un, deux ou trois), avec ou sans réglage de tonalité.

Amplificateur 300 mW

Petit amplificateur à 4 transistors qui ne se distingue du précédent que par son étage d'entrée T_1 placé devant le « driver » T_2. On remarquera la façon dont est obtenue l'alimentation du collecteur de ce dernier : à travers R_9, à partir de l'extrémité « chaude » de la bobine mobile, puis à travers D_1, dont la chute de tension détermine la différence nécessaire des tensions de base de T_3 et de T_4. Les tensions indiquées sur le schéma sont mesurées par rapport à la masse et sont, par conséquent, positives. La tension à la base de T_3 est de 2,45 V environ (fig. 6-60).

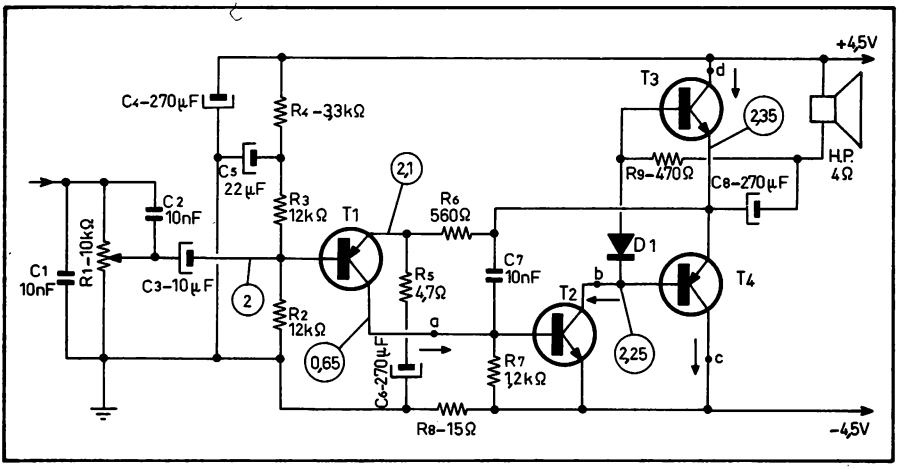


Fig. 6-60. — Schéma d'un amplificateur de 300 mW équipant un récepteur *Continental Edison*.

Les différentes intensités de cet amplificateur se répartissent comme suit : 0,6 mA en *a* (courant collecteur de T_1); 4,5 mA en *b* (courant collecteur de T_2); 4 mA en *c* et *d* (courant de repos de l'étage de sortie).

En ce qui concerne les remplacements possibles, on pourrait s'inspirer des équivalences suivantes :

T_1 = AC125, AC126, AC137, AC150, AC155 ou même des transistors silicium tels que BC158, BC178, BC117, etc.;

T_2 = BC170, BC548, BC108, BC148, BC168, BC238, etc.

$T_3 - T_4$ = AC187-AC188, AC127-AC128, AC183-AC184, etc.

La diode D_1 est une diode silicium du type BY127.

Amplificateur 500 mW

Les amplificateurs de ce type équipent, avec quelques variantes de détail, plusieurs modèles de récepteurs portables *Grundig* et tout dépanneur est donc appelé à les rencontrer plus ou moins souvent. L'étage d'entrée T_1 n'a rien de très particulier sinon le soin apporté à obtenir une polarisation de base stable grâce au diviseur de tension R_4-R_5 et à la cellule RC R_6-C_5. Le retour du circuit de collecteur vers le « moins » à travers R_{13} et le transistor T_5 assure la contre-réaction nécessaire (fig. 6-61).

L'étage « driver » T_2 reçoit sa tension de collecteur à travers R_{14}, R_{10} et R_{11}, ces deux dernières résistances étant shuntées par l'espace collecteur-émetteur d'un transistor (T_3), qui joue le rôle d'un élément thermosensible CTN : sa résistance diminue lorsque la température augmente.

Le courant de repos de l'étage de sortie T_4-T_5 doit être compris entre 2 et 10 mA, que l'on mesure en intercalant un milliampèremètre dans la coupure du circuit de collecteur

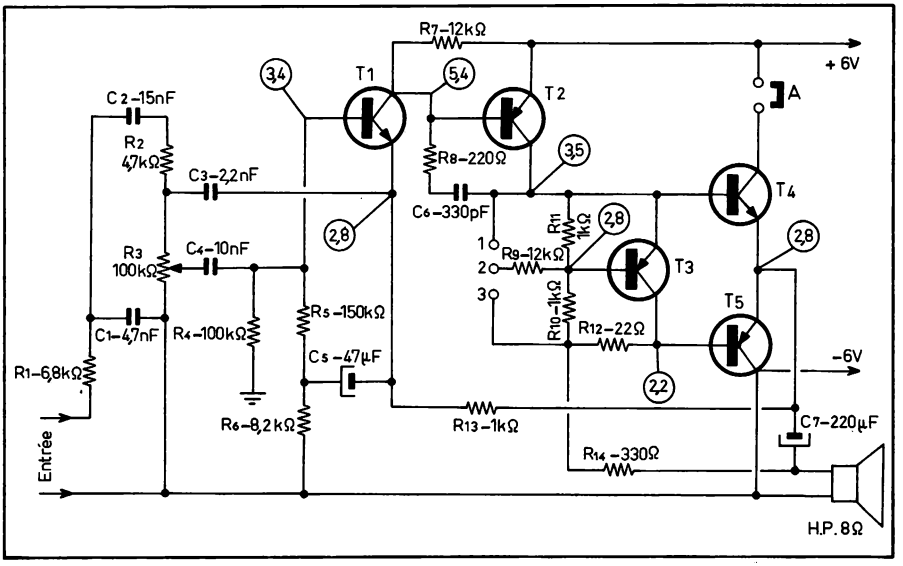


Fig. 6-61. — Amplificateur de quelque 500 mW équipant plusieurs modèles de récepteurs portables *Grundig*.

en A. Si le courant mesuré est inférieur à 2 mA, réunir par une connexion les points 1 et 2. Si ce courant est supérieur à 10 mA, réunir les points 2 et 3.

Voici maintenant quelques équivalences des transistors utilisés, en vue de remplacements éventuels. Le premier transistor de chaque série correspond au modèle d'origine :

T_1 = BC239C, BC109C, BC149C, BC549C, BC269C, BC279C, BC384C, etc.;
T_2-T_3 = BC308B, BC158B, BC178B, BC418B, BC558B, BC321B, etc.;
T_4-T_5 = BC338-BC328, BC340-BC360, BC142-BC143, etc. Les transistors d'origine sont des 625 mW, 800 mA, mais on peut, en cas de besoin, se contenter de modèles 500 mW, 500 mA.

Amplificateur 1,2 ou 1,6 W

Cet amplificateur (fig. 6-62) équipe deux modèles de portables *Schneider* d'une certaine classe : FM, stabilisations diverses, deux H.P. pour l'un des modèles, etc. L'augmentation de puissance est obtenue par la diminution de l'impédance du H.P., qui passe de 8 Ω (pour 1,2 W) à 6 Ω (pour 1,6 W).

A l'entrée on trouve un potentiomètre comportant une prise pour la correction dite physiologique (circuit R_1-C_2), qui consiste à relever plus ou moins les graves à faible puissance. Ensuite, on trouve le dosage des graves (R_3) qui consiste à court-circuiter C_3 au maximum de graves et le laisser en circuit, shunté par R_3, au minimum.

L'étage d'entrée T_1 n'a rien de particulier et sa liaison avec l'étage suivant se fait par résistances-capacité. L'étage T_2 reçoit sur son émetteur la tension de contre-réaction prélevée au point de symétrie *a* de l'étage de sortie et appliquée à l'émetteur de T_2 à travers un réseau assez complexe de résistances et capacités, comportant, en particulier, le potentiomètre R_{15} pour le dosage des aiguës, et une commutation modifiant un peu le taux de contre-réaction en position FM, par la coupure du circuit C_{14}-R_{17} et par la suppression de C_6.

La polarisation de base du T_2 est ajustable par R_{11} et nous indiquons plus loin le rôle de ce réglage.

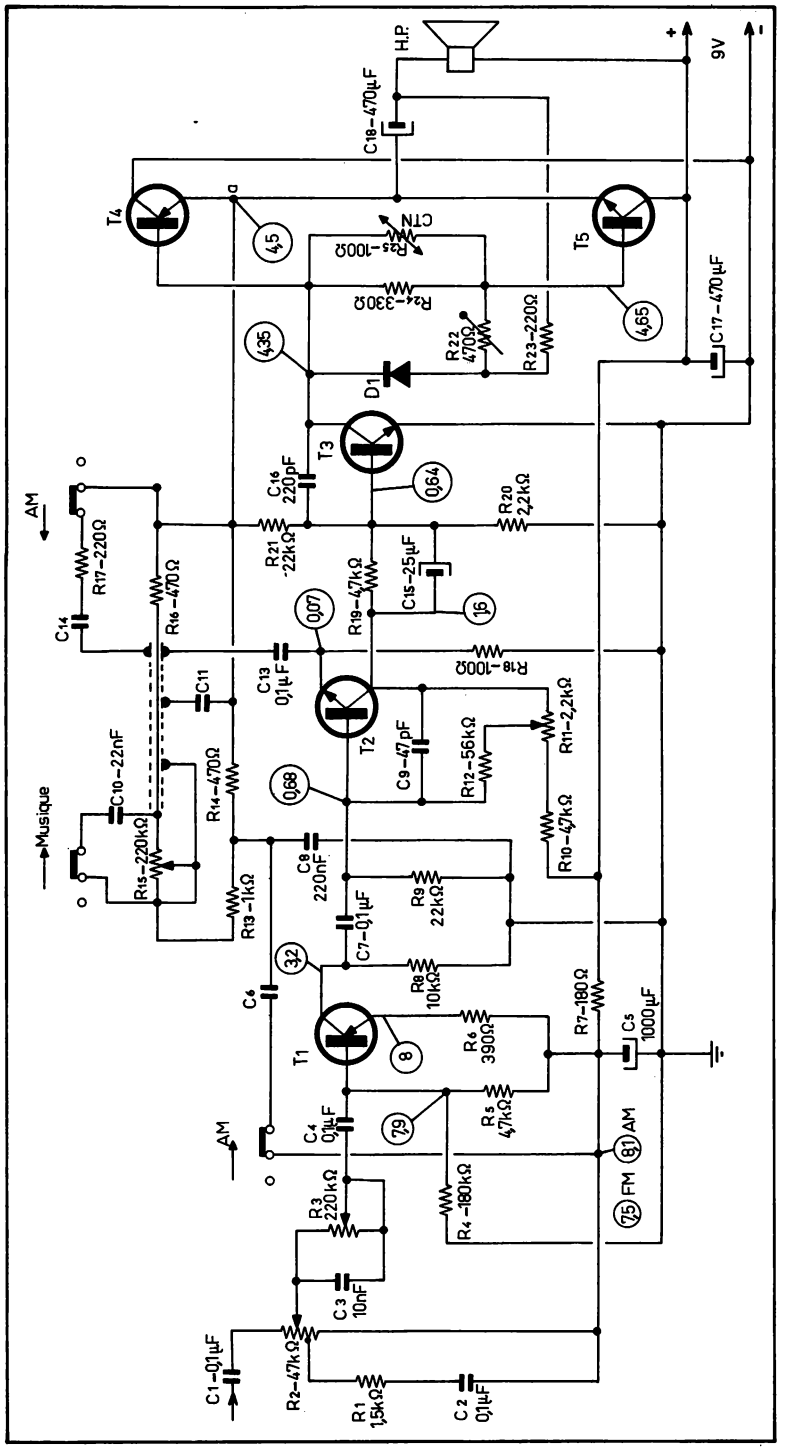


Fig. 6-62. — Amplificateur qui, moyennant quelques modifications de détail, peut passer de 1,2 à 1,6 W *(Schneider)*.

Le transistor driver T_3 reçoit sa tension de collecteur à travers R_{23} et la diode D_1, qui fait partie du dispositif assurant la stabilisation du point de fonctionnement de l'étage de sortie en présence d'une baisse de la tension d'alimentation due à l'usure des piles.

La résistance CTN R_{25} (dont la valeur est de 150 Ω pour l'amplificateur de 1,2 W) remplit le même rôle stabilisateur, mais en fonction des variations de la température ambiante.

Certaines valeurs du circuit de contre-réaction changent suivant la puissance de l'amplificateur :

Élément	*1,2 W*	*1,6 W*
C_6	0,1 µF	0,47 µF
C_{11}	2,2 µF	4,7 nF
C_{14}	22 nF	10 nF

En ce qui concerne les réglages du courant de repos et de la symétrie, ils se feront comme suit :

1. Régler R_{11} pour avoir 4,5 V au point *a*;

2. Intercaler un milliampèremètre à faible résistance interne dans le circuit de collecteur du T_5 en dessoudant la connexion correspondante. Utiliser un milliampèremètre de résistance propre aussi faible que possible. Régler R_{22} pour lire 6 mA;

3. Connecter un oscilloscope à la bobine mobile du H.P. et injecter un signal sinusoïdal de 400 Hz sur le curseur du potentiomètre R_2;

4. Régler ce potentiomètre de façon à obtenir sur l'écran de l'oscilloscope une sinusoïde présentant un début d'écrêtage en haut et en bas ou d'un côté seulement. Retoucher R_{11} pour que cet écrêtage soit tout à fait symétrique.

En ce qui concerne le remplacement possible des transistors, on peut s'inspirer des équivalences suivantes :

T_1 = AC125. Voir l'amplificateur 300 mW plus haut.
T_2-T_3 = BC148, BC108, BC408, BC548, etc.
T_4-T_5 = AC180-AC181, AC188k-AC187k, etc.

La diode D_1 est une BA170, équivalente à BAV10, BA210, etc.

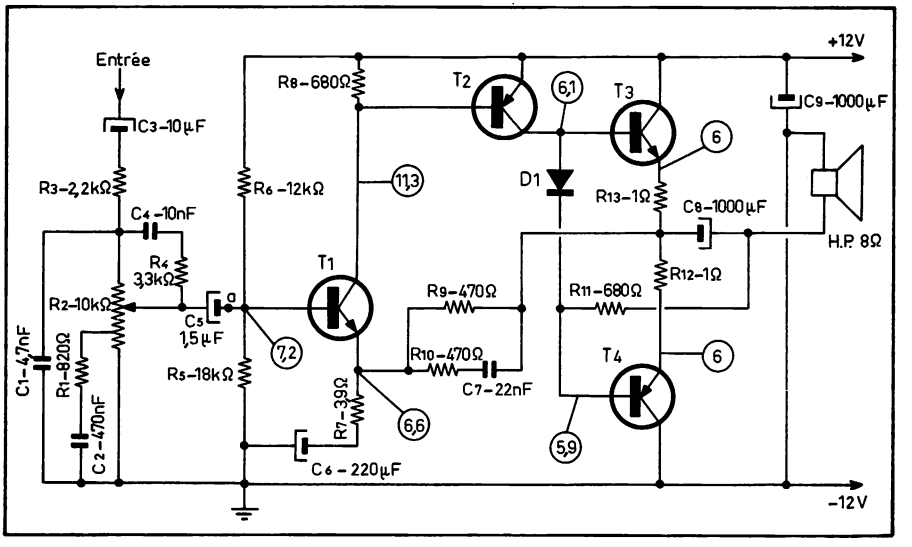


Fig. 6-63. — Amplificateur simple alimenté sur 12 V et assurant une puissance de sortie de 1,5 W *(Continental Edison).*

Amplificateur 1,5 W

De structure très simple (fig. 6-63), cet amplificateur, faisant partie d'un récepteur AM/FM *Continental Edison*, comporte, en réalité, un circuit correcteur de tonalité avec dosage séparé des graves et des aiguës, précédé d'un étage préamplificateur, nécessaire pour compenser l'affaiblissement introduit par cet ensemble correcteur. Le tout est intercalé au point *a* de la figure 6-63, l'étage préamplificateur utilisant un BC170.

On trouve, à l'entrée, un potentiomètre à prise, pour la correction physiologique, et un circuit C_4-R_4 pour ne pas trop sacrifier les aiguës à faible puissance.

Une contre-réaction entre la sortie et l'émetteur de T_1 est prévue, comportant les éléments R_9-R_{10}-C_7, le retour du circuit d'émetteur vers le « moins » de la tension d'alimentation se faisant à travers R_9, R_{12} et l'espace collecteur-émetteur de T_4.

La tension de collecteur du transistor driver T_2 arrive à travers la bobine mobile, R_{11} et la diode D_1 dont la chute de tension assure la différence nécessaire entre les tensions de polarisation des bases T_3 et T_4. Aucun élément réglable pour l'ajustage du courant de repos de l'étage de sortie n'est prévu.

En dehors des tensions indiquées sur le schéma, voici quelques tensions base-émetteur, utiles si l'on veut effectuer des mesures plus précises

T_1 : 0,58 V; T_2 : 0,68 V;
T_3 : 0,11 V; T_4 : 0,14 V.

Le courant collecteur du T_1 est de 1 mA. La consommation totale du récepteur, au repos, sans signal, est de 30 mA environ.

En ce qui concerne les transistors utilisés et leur remplacement éventuel, on peut s'inspirer des indications suivantes, le premier transistor de chaque série étant celui d'origine.

T_1 = BC170, BC548, BC172, BC168, BC108, etc.;
T_2 = BC221, BC328, BC126, BC370, etc.;
T_3-T_4 = AC187-AC188, AC127/01-AC128/01, AC181k-AC180k, etc.

La diode D_1, au silicium, est analogue à BY127. Il est souvent nécessaire d'essayer plusieurs diodes avant d'en trouver une qui donne la différence des tensions de polarisation nécessaire.

Amplificateur 1,8 W

Faisant partie d'un petit récepteur auto *Sonora*, cet amplificateur (fig. 6-64) n'est prévu que pour fonctionner sur une batterie de 12 V et utilise seulement trois transistors. Un circuit de contre-réaction réunit le point de symétrie *a* de l'étage de sortie à la base de l'étage de sortie (R_6-R_7-R_8-C_5-C_6) et comprend un élément ajustable (R_8) pour le réglage du courant de repos de l'étage de puissance, qui doit être de l'ordre de 5-10 mA. Il est prudent de vérifier à l'oscilloscope la distorsion apparaissant à une puissance voisine de 1,5 W et de retoucher R_8 de façon que le début d'écrêtage apparaisse symétriquement aux alternances positives et négatives.

La résistance CTN R_{10} est de 47 ou 50 Ω et il est recommandé de la disposer pratiquement en contact avec le boîtier du transistor T_2 (boîtier TO-1/01), de façon à obtenir une meilleure réaction à toute élévation de la température. Cette recommandation est d'ailleurs valable pour tous les amplificateurs utilisant une résistance CTN. Le récepteur équipé de cet amplificateur est prévu pour fonctionner dans une voiture dont la « masse », la carrosserie, est reliée soit au « plus », soit au « moins » de la batterie. Une commutation très simple, représentée dans la figure 6-64*b*, permet une inversion éventuelle de polarité. Si l'installation est avec le « moins » à la masse, réunir 1 à 4 et 3 à 2. Si on a affaire à un véhicule avec le « plus » à la masse, relier 4 à 2, supprimer la liaison entre 2 et 3 et réunir 3 à 1.

L'équipement en transistors et les remplacements possibles se présentent comme suit :

T_1 = BC130, BC148, BC108, BC548, etc.

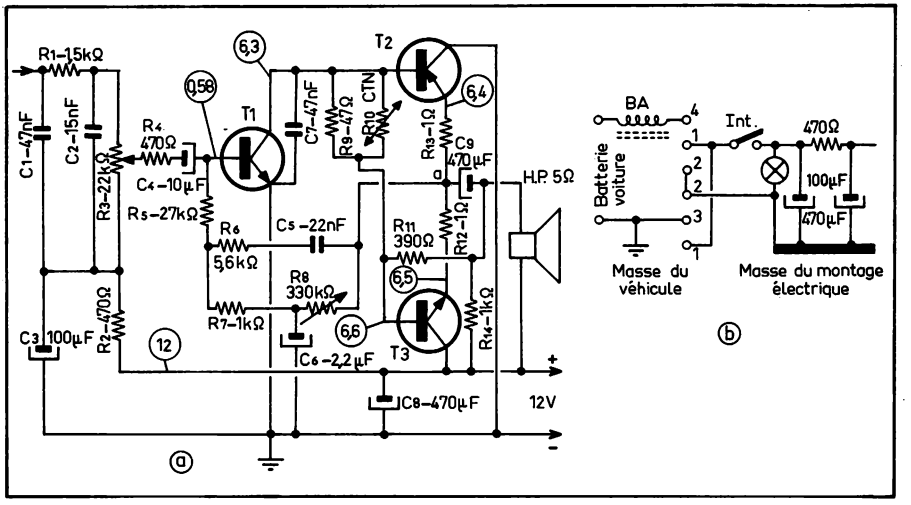


Fig. 6.64. — Amplificateur de 1.8 W pour un petit récepteur auto et batterie de 12 V *(Sonora)*.

T_2-T_3 = AC117-AC175, AC188k-AC187k, AC128/01-AC127/01.

Amplificateur 2 W

Représenté dans le schéma de la figure 6-65, cet amplificateur fait partie d'un récepteur portable *Blaupunkt* prévu pour pouvoir fonctionner également dans une voiture par l'intermédiaire d'un berceau spécial, l'alimentation étant assurée alors par une batterie de 12 V. La puissance de sortie passe alors à 3 W.

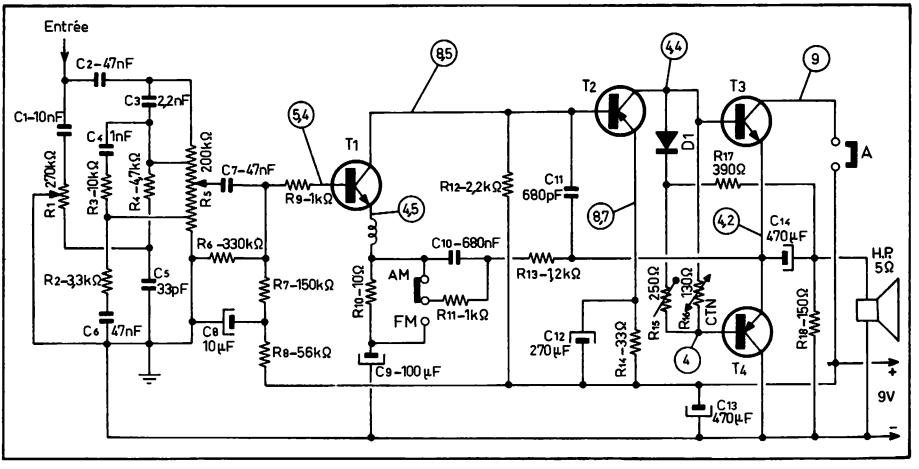


Fig. 6-65. — Amplificateur 2 W pour un récepteur AM/FM, pouvant être alimenté aussi sous 12 V, auquel cas sa puissance de sortie passe à 3 W *(Blaupunkt)*.

On remarquera à l'entrée un potentiomètre de volume, R_5, à deux prises intermédiaires pour les circuits de correction physiologique, le tout complété par un potentiomètre de dosage de graves R_1. L'étage d'entrée T_1 n'a rien de particulier, en dehors d'un circuit de contre-réaction entre l'émetteur et la sortie (C_{10}-R_{11}-R_{13}), contre-réaction dont le taux

est modifié suivant que l'on se trouve en AM ou en FM. Le transistor driver T_2 fonctionne avec un courant d'émetteur de 9 mA à peu près. La résistance CTN R_{16} est fixée dans le voisinage immédiat du transistor T_4.

Avant de régler le courant de repos de l'étage de sortie il est nécessaire, pour que ce réglage soit valable, que le récepteur ait séjourné au moins pendant une heure dans un local à température « ambiante », c'est-à-dire 20 à 25 °C. Ensuite, on connecte un milliampèremètre dans le circuit de collecteur de T_3 (en A) et on règle R_{15} pour amener le courant de repos à 4 mA (entre 3,9 et 4,8 mA).

Les transistors à utiliser et les remplacements possibles sont résumés ci-dessous :

T_1 = BC108B, BC148, BC408, BC548, BC168, BC170, BC172, BC238, etc.
T_2 = AC151-VII, AC126, AC137, AC156, AC162, AC182, etc.
T_3-T_4 = AC176k-AC153k, AC187/01-AC188/01, etc.

La diode D_1 peut être une AA139, AA135, SFD129, 1N283, 34P1, etc. Toutes les tensions indiquées sur le schéma sont mesurées par rapport au « moins » donc positives.

Amplificateur 2,4 W

Cet amplificateur (fig. 6-66) fait partie d'un récepteur auto *Sonora* pouvant fonctionner sur 6 ou sur 12 V, la commutation nécessaire étant indiquée sur le schéma. Il faut noter que sur 5 V la puissance de sortie est inférieure à 2,4 W et représente à peu près 1,5 W.

A l'entrée on trouve un potentiomètre commandant le volume, doublé d'un réglage de tonalité (R_1), avec atténuation d'aiguës lorsque le curseur se trouve vers C_3.

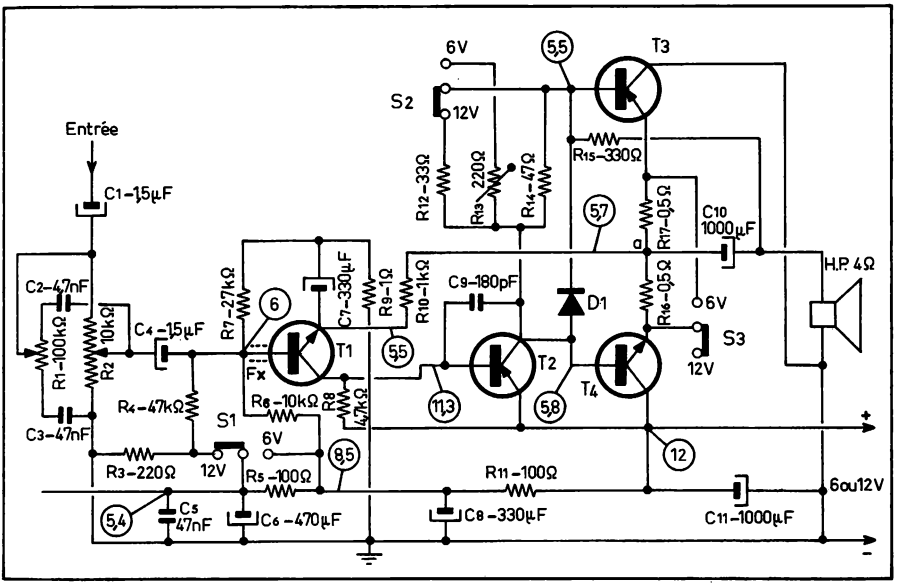


Fig. 6-66. — Cet amplificateur peut fonctionner sur 6 ou 12 V et fournit une puissance de 2,4 W sur 12 V *(Sonora)*.

La contre-réaction entre l'émetteur du transistor d'entrée T_1 et le point de symétrie de l'étage de sortie *a* est réduite à sa plus simple expression : résistance R_{10}. Une perle de ferrite Fx est prévue sur la connexion de base de T_1, dans le voisinage immédiat du transistor. Cette perle peut être remplacée par un condensateur de quelque 68 pF fixé entre la base et le collecteur.

Le courant d'émetteur de T_1 est faible : inférieur à 0,5 mA. Celui du transistor driver T_2 est, par contre, relativement élevé : de l'ordre de 18 mA.

Le reste est à peu près classique à ceci près que la diode D_1 est, en fait, un transistor germanium (faible puissance, quelconque) dont on utilise uniquement la jonction base-émetteur.

La commutation 6-12 V se réduit à trois inverseurs qui agissent sur les points suivants :

— par S_1 on diminue la polarisation de base du T_1;
— par S_2, la résistance ajustable R_{13} est mise en circuit, tandis que R_{12} est éliminée. R_{13} permet d'ajuster le courant de repos de l'étage de sortie;
— par S_3 les deux résistances d'émettteur, R_{16} et R_{17} sont court-circuitées. A tension d'alimentation égale, cela permet une puissance de sortie un peu plus élevée.

En ce qui concerne l'équipement en transistors et leur remplacement éventuel, on s'inspirera des équivalences suivantes, le premier transistor de chaque série étant celui d'origine.

T_1 = BC125, BC337, BC107, BC108, etc.
T_2 = BC126, BC328, BC158, BC204, etc.
T_3-T_4 = AC188k-AC187k, AC117-AC175, AC126k-AC127k, etc.

Les tensions indiquées sur le schéma correspondent à une tension d'alimentation de 12 V et sont mesurées par rapport à la masse, donc positives.

Amplificateur 3,5 W

Faisant partie d'un électrophone stéréo, l'amplificateur de la figure 6-67 *(Continental Edison)* comporte, en réalité, encore trois étages entre l'entrée P.U. et le potentiomètre de volume de la figure 6-67 : un étage collecteur commun, de façon à présenter une impédance d'entrée suffisamment élevée; un réseau correcteur de tonalité à réglage séparé des graves et des aiguës; un étage amplificateur émetteur commun, à liaison directe avec le troisième étage, collecteur commun, adaptateur d'impédance.

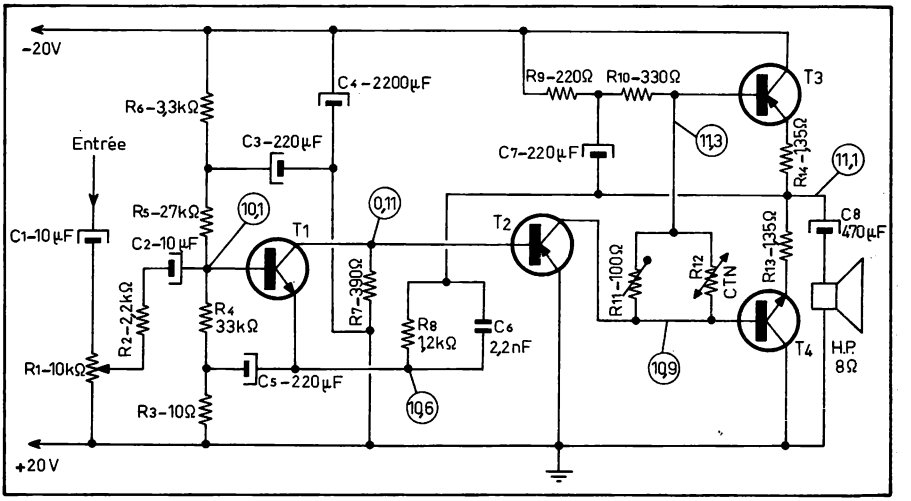


Fig. 6-67. — Cet amplificateur, faisant partie d'un électrophone stéréo, peut donner une puissance de 3,5 W *(Continental Edison)*.

L'étage d'entrée T_1 de la figure 6-67 comporte un circuit habituel de contre-réaction entre son émetteur et la sortie de l'amplificateur (R_8-R_6). Cette contre-réaction agit également sur la base du transistor dans la mesure où la résistance R_3 fait partie du circuit de base.

Le driver T_2 reçoit sa tension de collecteur à travers R_9, R_{10} et R_{11} (avec R_{12}, CTN, en parallèle). La valeur de la CTN R_{16} est de 100 Ω. Le courant d'émetteur du driver T_2 est de 16 mA environ.

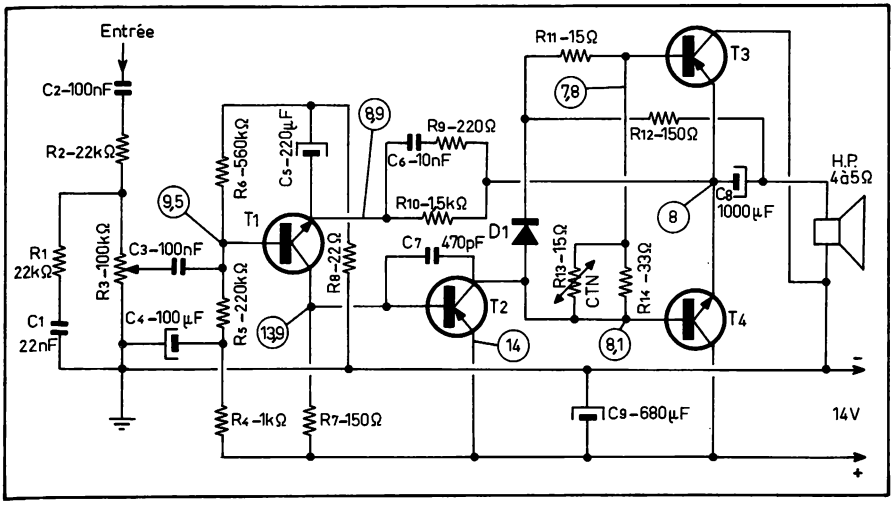


Fig. 6-68. — Amplificateur de 6W faisant partie d'un récepteur auto-lecteur de cassettes *(Schneider)*.

La résistance ajustable R_{11} permet de régler le courant de repos de l'étage de sortie, qui doit être de 6 à 8 mA. Les résistances de 1,35 Ω placées dans les circuits d'émetteur de T_3 et de T_4 sont constituées, chacune, par deux résistances de 2,7 Ω en parallèle.

Voici les transistors équipant cet amplificateur (premier de chaque série) et quelques équivalences en vue de remplacements éventuels :

T_1 = AC181, AC127, AC172, AC183, AC157, etc.;
T_2 = AC180, AC128, AC139, AC142, AC153, etc.;
T_3-T_4 = AC180k-AC181k, AC128/01-AC127/01, AC188/01-AC187/01, etc.

Amplificateur 6 W

Il fait partie d'un récepteur auto-lecteur de cassettes *(Schneider)* et son alimentation se fait à l'aide d'une batterie de 12 V, dont la tension atteint 14 V lorsqu'elle est chargée « à bloc ». Le schéma par lui-même n'a rien de particulier sinon l'utilisation de deux transistors de puissance (3 et 6 W) dans l'étage de sortie. Il en résulte la nécessité, pour les attaquer, d'employer un transistor driver de puissance suffisante, ce qui est le cas du T_2 : AC188/01 (0,8 W, courant de collecteur maximal 2 A). Dans l'amplificateur décrit, le courant d'émetteur du transistor T_2 est de 37 à 39 mA.

L'étage d'entrée T_1 reçoit une tension de contre-réaction prélevée à la sortie de l'amplificateur et appliquée à l'émetteur à travers le circuit C_6-R_9-R_{10}. Le courant d'émetteur du T_1 est de 0,7 mA environ.

Le courant collecteur de repos de l'étage de sortie, mesuré en intercalant un milliampèremètre dans l'une des connexions de collecteur, doit être de 16 mA.

Les deux transistors de puissance sont montés sur l'une des parois du coffret qui leur sert de radiateur (fig. 6-69). Étant donné qu'il s'agit de transistors en boîtier SOT-9, auquel le collecteur est réuni directement, le transistor T_3 est vissé directement sur le radiateur relié à la masse, tandis que T_4 doit en être isolé à l'aide d'une plaquette spéciale en mica et de canons isolants pour les vis et les écrous.

La résistance CTN, du type 642-2 *(R.T.C.)*, à écrou de fixation, est fixée sur le radiateur entre les deux transistors pour des raisons qui ont été expliquées plus haut.

En ce qui concerne les transistors équipant cet amplificateur et leur remplacement éventuel, s'inspirer des équivalences ci-après.

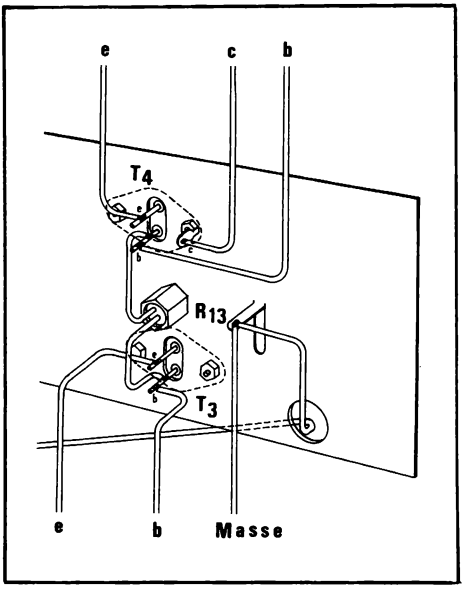


Fig. 6-69. — Disposition des deux transistors de puissance sur le panneau servant de radiateur, la résistance CTN y étant fixée également.

T_1 = BC149B, BC109B, BC409B, BC549B, BC169B, BC173B, BC239B, etc.
T_2 = AC188/01, AC128/01, AC193, AC180k, etc.
T_3-T_4 = AD162-AD161, AD156-AD157, AD169-AD165, etc.

Les tensions indiquées sur le schéma sont mesurées par rapport à la masse, c'est-à-dire le « moins », et sont donc positives.

PROBLÈMES DE REFROIDISSEMENT ET DE RADIATEURS

Bien que ces problèmes ne se posent pas, en principe, dans le dépannage, où il ne s'agit pas de construire, mais de remettre en état, ils peuvent surgir à l'occasion d'une transformation consistant, par exemple, à augmenter la puissance d'un amplificateur existant. Il faut penser, en effet, qu'il suffit d'ajouter deux transistors de puissance et deux-quatre résistances à un petit amplificateur de quelque 500 mW à paire complémentaire pour obtenir une puissance de sortie de 6, 10, 15 W ou même plus. Laissons de côté la question de l'alimentation, en tension et en intensité, qu'il faudra revoir, bien entendu, et essayons de voir la façon dont on peut résoudre le problème de refroidissement des transistors de puissance, problème qui se posera sans aucun doute.

Quelques notions sur le comportement thermique d'un transistor

La température maximale que peuvent supporter les jonctions d'un transistor varie en fonction du matériau utilisé : germanium ou silicium. Pour le germanium elle est comprise, en gros, entre 75 et 90 °C, la limite inférieure étant valable pour des transistors de faible puissance et la supérieure pour ceux de puissance « confortable » : AD162, AD139, etc.

Pour le silicium, la température maximale de jonction se situe vers 150 °C pour les petits transistors et peut atteindre 190° et même 200 °C pour des transistors de puissance.

Par ailleurs, il est évident que ces températures-limites ne se développent que si le transistor travaille à pleine puissance. Si on ne demande qu'une puissance de 1 W à un transistor qui peut en dissiper 30, il est certain qu'aucun problème de refroidissement ne peut se poser et que la petite surface du boîtier suffira amplement pour évacuer le peu de chaleur dissipée par une jonction travaillant bien en deçà de ses possibilités.

Avant d'aller plus loin disons quelques mots sur la terminologie « thermique » et sur la signification de ce qu'on appelle la résistance thermique.

En ce qui concerne les différentes températures : T_j pour la jonction; T_b, température du boîtier; T_a ou T_{amb}, température ambiante etc., il n'y a rien de particulier à dire et tout le monde comprend la signification de ces symboles.

Mais il y a aussi la *résistance thermique*, désignée par R_{th} avec, en plus, tel ou tel indice précisant entre quels points d'un circuit thermique cette résistance est prise en considération : R_{thj-b}, résistance thermique jonction-boîtier; R_{thb-r}, résistance thermique boîtier-radiateur; $R_{thr-amb}$, résistance thermique radiateur-air ambiant, etc.

Une résistance thermique définit la façon dont se fait un échange de chaleur entre deux corps ou entre un corps et l'atmosphère. Un simple bon sens nous dit que si cet échange se fait bien, la résistance thermique est faible, la chaleur passe ou rayonne facilement. Une résistance thermique élevée signifie, au contraire, que l'échange de chaleur se fait mal.

Imaginons, par exemple, un bloc de métal porté à une température élevée et que l'on maintient par un moyen quelconque. Un bloc de métal identique, mais froid, est mis en contact avec le premier et on constate qu'après un temps relativement court il devient pratiquement aussi chaud que le premier, du moins dans la zone de contact. L'échange de chaleur se fait bien; la résistance thermique est faible. Si, au lieu de mettre les deux blocs en contact, on les avait écarté l'un de l'autre de quelques millimètres seulement, la résistance thermique serait déjà beaucoup plus élevée.

Enfin, une résistance thermique s'exprime en degrés centigrades par watt (°C/W) ou en degrés centigrades par milliwatt (°C/mW).

Supposons donc un transistor en fonctionnement débitant un courant proche du maximal admissible. Sa jonction s'échauffe et transmet sa chaleur au boîtier à travers la résistance thermique R_{thj-b}, généralement de l'ordre de 2 à 4 °C/W, parfois un peu plus élevée. Le boîtier métallique rayonne la chaleur reçue vers l'air ambiant, mais comme sa surface est faible, la résistance thermique boîtier-air ambiant est élevée, le refroidissement est insuffisant, la jonction s'échauffe de plus en plus et finit par claquer.

Il est donc nécessaire d'adjoindre au boîtier un radiateur, c'est-à-dire une plaque métallique de surface suffisante pour que la résistance thermique boîtier-air ambiant devienne faible.

Choix d'un radiateur

Pour déterminer les dimensions d'un radiateur il faut connaître :

— la température maximale admissible T_j pour le transistor à protéger;
— la température ambiante T_{amb} que l'on prend toujours nettement plus élevée que la température standard de 25 °C, de façon à avoir une marge de sécurité dans le cas d'un échauffement excessif accidentel : appareil placé trop près d'un radiateur ou exposé trop longtemps au soleil etc.
— la puissance maximale P en fonctionnement du transistor à protéger;
— la résistance thermique R_{thj-b} jonction-boîtier du transistor utilisé.

Le calcul se fait à l'aide de l'abaque de la figure 6-70 dont l'axe T représente la différence $T_j - T_{amb}$, l'axe P la puissance réellement dissipée d'un transistor de l'étage de sortie, et l'axe R_{th} la somme $R_{thj-b} + R_{thb-a}$, c'est-à-dire celle des résistances thermiques jonction-boîtier et boîtier-ambiance, cette dernière étant celle du radiateur à adopter.

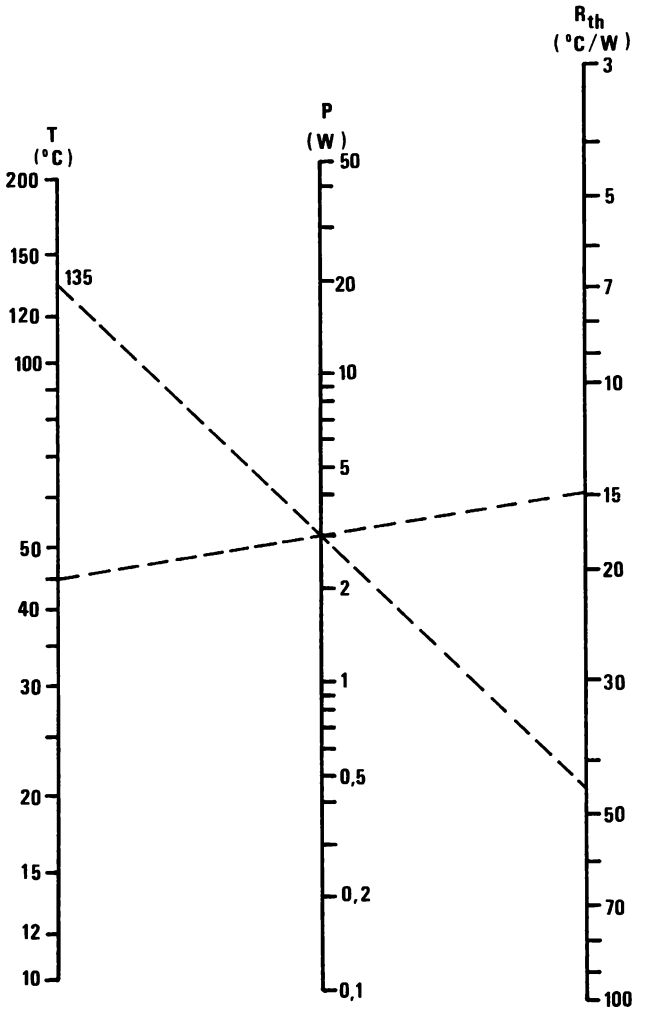


Fig. 6-70. — Abaque pour le calcul de la résistance thermique d'un radiateur.

Prenons, en tant qu'exemple, un transistor germanium dont, à l'aide des abaques précédents nous calculons la puissance P : mettons 3 W. La température de jonction T_j étant de 90° et la température ambiante choisie de 45 °C, nous avons T = 45 °C. Nous pointons cette température sur l'axe T et 3 W sur l'axe P, après quoi nous joignons ces deux points et prolongeons la droite jusqu'à l'axe R_{th} où nous trouvons un peu moins de 15 °C/W. En soustrayant de ce chiffre la résistance thermique jonction-boîtier, qui est toujours indiquée par les fabricants de transistors dans leurs notices et que nous supposons être, dans le cas présent, de 4,5 °C/W nous obtenons la résistance thermique du radiateur : 10 °C/W en chiffre rond.

Si nous refaisons le même calcul avec un transistor silicium, supposé de même puis-

sance et admettant $T_j = 180°$, nous aurons $T = 135°$ et $R_{th} = 45$ °C/W, ce qui donne quelque 40 °C/W comme résistance thermique du radiateur.

Conclusion : à puissance égale, un transistor silicium a besoin d'un radiateur nettement plus petit que celui d'un transistor germanium.

Calcul sommaire d'un radiateur

Le tableau 6-14 permet de trouver instantanément la surface d'un radiateur à partir de la résistance thermique calculée à l'aide de l'abaque de la figure 6-70. Ce tableau est valable pour des plaques en aluminium brillant de 3 mm d'épaisseur ou en cuivre de 2 mm et disposées verticalement, c'est-à-dire refroidies sur les deux faces. Si on utilise une plaque plus mince, il faut augmenter la surface de la plaque, de 20 à 25 % si on utilise de l'aluminium de 2 mm.

Tableau 6-14

Calcul de la surface d'un radiateur plan

Résistance thermique (°C/W)	Surface (cm^2)	Résistance thermique (°C/W)	Surface (cm^2)
2	250	15	33
3	167	18	28
4	125	20	25
5	100	25	20
6	84	30	16,7
7	72	35	14,3
8	63	40	12,5
9	56	45	11,1
10	50	50	10
12	42	60	8,4

On remarquera qu'à partir d'une certaine résistance thermique, la surface du radiateur devient à peine suffisante, ou même insuffisante, pour fixer un transistor en boîtier TO-3, par exemple. S'il en est ainsi, on augmente un peu la surface du radiateur, car un excès dans ce sens ne peut être que bénéfique.

D'autre part, il ne faut pas oublier qu'un transistor isolé du radiateur par interposition d'une plaquette en mica, même très mince, et de canons isolants introduit une résistance thermique qui se retranche de celle que l'on trouve sur l'axe R_{th} de l'abaque, mais cela ne va pas très loin, car la résistance en question se situe généralement entre 0,3 et 0,6 °C/W.

AMPLIFICATEURS B.F. A CIRCUITS INTÉGRÉS

Il existe actuellement un nombre impressionnant de circuits intégrés B.F., dont chacun représente un amplificateur entier, mais il est assez curieux de contater qu'aujourd'hui, fin 1977, les constructeurs ne semblent pas manifester un enthousiasme particulier pour ces composants, du moins lorsqu'il s'agit de récepteurs portables simples.

En ce qui concerne le dépannage, les choses deviennent très simples lorsqu'il s'agit d'un amplificateur B.F. à circuit intégré. Ou bien le CI fonctionne normalement (et on s'en rend compte très vite après quelques mesures), et alors il faut chercher ailleurs : H.P., détection, etc., ou bien le CI est manifestement en défaut et il faut le remplacer.

Ce qui est plus délicat, c'est le remplacement d'un circuit intégré défectueux lorsqu'on n'a pas à sa disposition un modèle identique. Bien entendu, des modèles plus ou moins « équivalents » ne manquent pas, mais il ne faut pas oublier qu'un CI est un amplificateur à grand gain qui, si on ne prend pas certaines précautions, accroche facilement. Or, chaque fabricant a des « astuces » qui lui sont propres, sans parler du brochage et de la présentation qui peuvent être très différents.

Quelques exemples d'utilisation

TAA611B

L'amplificateur B.F. de la figure 6-71*a* appartient à un portable AM/FM *ITT* à alimentation mixte (piles ou secteur) 9 V. La puissance de sortie nominale est de 1,5 W. La consommation totale du récepteur, en l'absence de tout signal, est de l'ordre de 15 mA en FM et de 14 mA en AM. Sur secteur, la consommation au primaire du transformateur

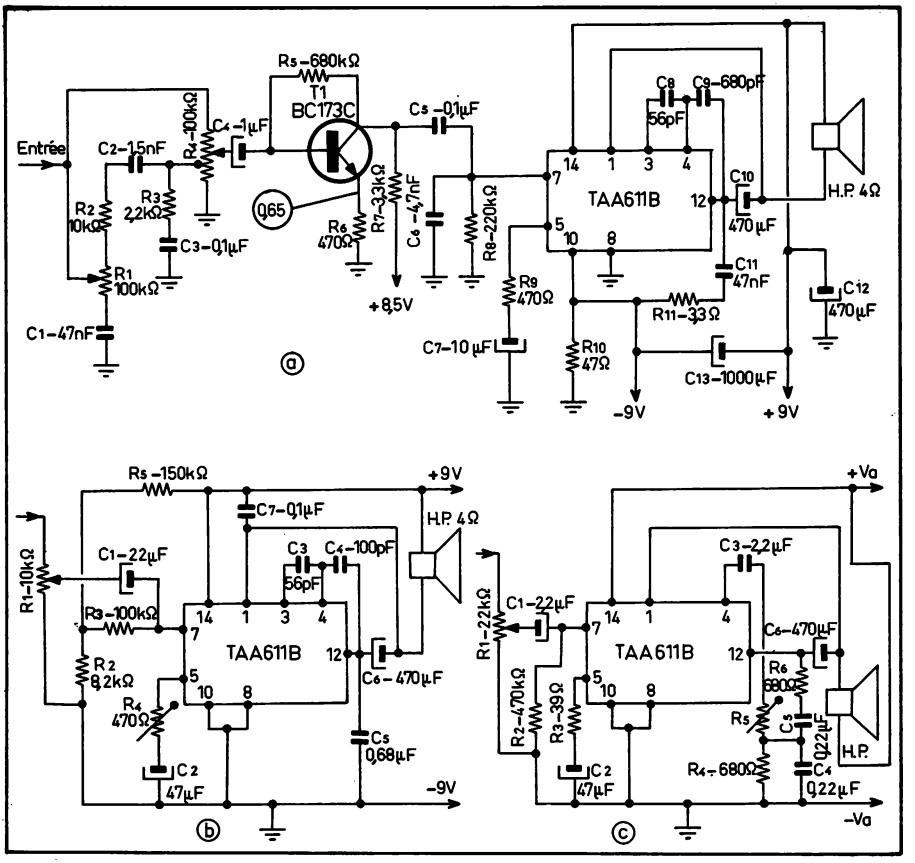


Fig. 6-71. — Schémas d'utilisation du circuit intégré TAA611 B ou C, avec ou sans étage préamplificateur (*ITT*, schéma *a*).

est de 14 mA environ sur 220 V et de 28 mA sur 127 V. Le circuit intégré est précédé d'un étage préamplificateur et d'un potentiomètre régulateur de volume (R_4) à prise intermédiaire pour la correction physiologique, et complété par un potentiomètre de tonalité R_1 : aiguës atténuées lorsque le curseur est côté C_1 ; aiguës légèrement favorisées avec le curseur côté R_2.

Le circuit intégré lui-même consomme 3 mA environ au repos et quelque 155 mA à 1 W, et sa bande passante s'étend de 60 Hz à 25 kHz. Le courant de repos de l'étage de sortie seul est de l'ordre de 1,4 mA, à mesurer en intercalant un milliampèremètre entre le point 10 et la masse (ou la résistance R_{10}).

Le circuit intégré TAA611B comporte un certain nombre de variantes d'utilisation dont nous allons résumer les principales dans les figures 6-71*b* et 6-71*c*.

Le circuit série R_4-C_2 de la figure 6-71*b* définit la fréquence de coupure inférieure de l'amplificateur. En rendant R_4 ajustable, on peut agir sur le gain global, mais ce réglage se répercute sur la bande passante. Dans la plupart des cas, la résistance R_4 est fixe et sa valeur, ainsi que celle de C_2 dépend, dans une certaine mesure, de l'usage auquel l'amplificateur est destiné. Par exemple, s'il s'agit d'un récepteur radio, on adopte $R_4 = 33\ \Omega$; $C_2 = 47\ \mu F$ et une valeur de 100 à 150 pF pour C_4, les condensateurs C_3 et C_4 déterminant la fréquence limite supérieure de la bande passante. Le condensateur C_3 est parfois supprimé.

S'il s'agit d'un amplificateur pour P.U., on prévoit généralement un potentiomètre régulateur de volume de valeur relativement élevée (p. ex. 220 kΩ au lieu de 10 à 22 kΩ pour un récepteur radio). On augmente la valeur de R_4 (150 Ω), mais on diminue le plus souvent celle de C_2 : 22 μF, et on augmente celle de C_3 (82 pF) et de C_4 (1,2 nF).

Les condensateurs C_5 et C_7, destinés à empêcher des accrochages éventuels, font double emploi et n'existent pour ainsi dire jamais ensemble. Parfois, ils n'existent ni l'un ni l'autre.

De même, contrairement à ce que l'on voit sur la figure 6-71*a*, la broche 10 du CI est pour ainsi dire toujours réunie directement à la masse.

Le schéma *c* de la figure 6-71 représente un CI TAA611B doté d'un circuit de contre-réaction à taux ajustable par R_5, entre les broches 4 et 12 : C_3-R_5-R_4-C_4-C_5-R_6. Suivant la valeur de R_5, on peut obtenir une courbe de réponse presque linéaire, à ± 1 dB, entre 80 Hz et 8 kHz ($R_5 = 22$ kΩ) ou bien une courbe dont le médium se creuse de plus en plus dans la mesure où la valeur de R_5 diminue. Par exemple, pour $R_5 = 4{,}7\ \Omega$, le « creux » à 1 000 Hz est à −8 dB à peu près, les fréquences basses étant à 0 dB à 100 Hz et à −2 dB à 60 Hz et les fréquences élevées à −1 dB à 8 kHz et à −3 dB environ à 11 kHz.

Le circuit intégré TAA611B existe également en variante C (TAA611C), qui permet d'obtenir une puissance de sortie plus grande, jusqu'à 1,6 W. La présentation des deux modèles est la même, avec ou sans bride de fixation, qui sert de radiateur dans les cas où la présence de ce dernier est indiquée (fig. 6-72).

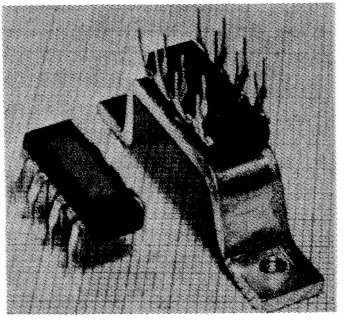


Fig. 6-72. — Aspect extérieur du circuit intégré TAA611 B ou C, avec ou sans bride de fixation servant de radiateur *(SGS)*.

Les deux modèles peuvent fonctionner avec une tension d'alimentation comprise entre 6 et 15 V avec un H.P. de 4 ou 8 Ω. Le tableau 6-15 résume les différentes conditions de fonctionnement du modèle C, les puissances obtenues avec le modèle B étant inférieures de 30 % environ dans les mêmes conditions.

Lorsque, d'après la colonne « Radiateur » ce dernier est recommandé, cela veut dire qu'il faut adopter le modèle avec bride de fixation.

Tableau 6-15

Conditions de fonctionnement du circuit intégré TAA611C

Tension alimentation (V)	Impédance H.P. (Ω)	Puissance à la limite d'écrêtage (W)	Puissance à 10 % de distorsion (W)	Radiateur
6	4 8	0,5 0,35	0,65 0,46	Non Non
9	4 8	1,4 0,9	1,8 1,15	Oui Non
11	8	1,4	1,8	Non
12	8	1,7	2	Non
15	8	2,8	3,3	Oui

En ce qui concerne la sensibilité de cet amplificateur, elle dépend, comme il a été indiqué plus haut, de la valeur donnée à R_4 (fig. 6-71*a*). Avec R_4 = 27 à 33 Ω, cette sensibilité est de 2,5 mV pour 50 mW et de 11,3 mV environ pour 1 W. Avec R_4 = 150 Ω, la sensibilité est de 12,6 mV pour 50 mW et de 54 mV pour 1 W.

TBA810S

Il s'agit ici (fig. 6-73) d'un circuit intégré délivrant une puissance respectable de quelque 6 W et dont le schéma d'utilisation a été emprunté à un récepteur auto *Grundig*. Son schéma « extérieur » s'apparente à ce que nous avons vu précédemment et on reconnait un circuit de contre-réaction (C_8-P_2-C_{13}-C_{12}-R_5) dont le taux est réglable par P_2, ce qui permet de modifier la tonalité.

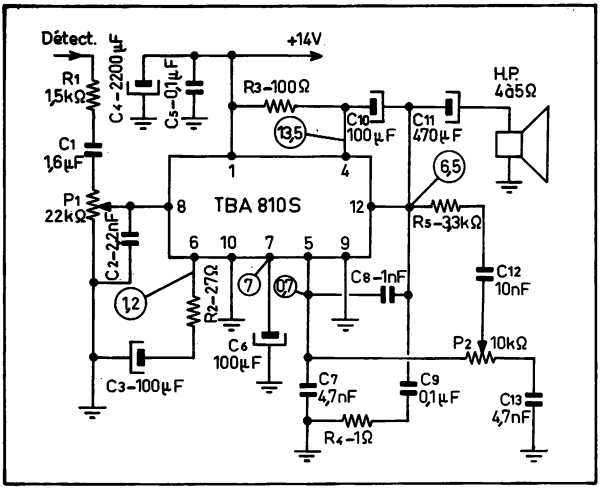


Fig. 6-73. — Exemple d'utilisation du circuit intégré TBA-810 S dans un récepteur auto *(Grundig)*.

Le circuit série R_2-C_3 permet d'agir sur le gain global de l'amplificateur, ce que l'on fait en modifiant éventuellement la valeur de R_2. Ce gain, c'est-à-dire la sensibilité de

l'amplificateur, augmente lorsque la valeur de R_2 diminue, mais dans cette opération il faut veiller à ce que la constante de temps R_2-C_3 reste supérieure à celle représentée par le condensateur de liaison C_{11} et la résistance de la bobine mobile du haut-parleur.

La puissance de sortie du TBA 810S dépend de la tension d'alimentation, en supposant la résistance du H.P. de 4 Ω : 6 W avec 14 V; 4,7 W environ avec 12 V; 3,2 W avec 10 V; 1 W avec 6 V. Ce CI ne peut donc absolument pas convenir pour un récepteur auto fonctionnant sur 6 V.

Contrairement aux schémas précédents, le haut-parleur est connecté ici entre le condensateur de liaison et la masse, ce qui est logique lorsqu'il s'agit d'un récepteur auto, car on n'a besoin alors que d'un seul fil de liaison, du moins en principe.

Le circuit intégré TBA810S présente une particularité intéressante : il est autoprotégé en ce sens qu'il limite automatiquement l'intensité débitée dans le cas d'un court-circuit à la sortie ou d'une élévation excessive de la température.

TBA641B11

Deux schémas d'utilisation de ce circuit intégré sont représentés dans la figure 6-74, empruntés à deux récepteurs auto *ITT*. Dans les deux cas, la puissance de sortie est de 4 W, le circuit comportant une bride de fixation formant radiateur. Le circuit série dont

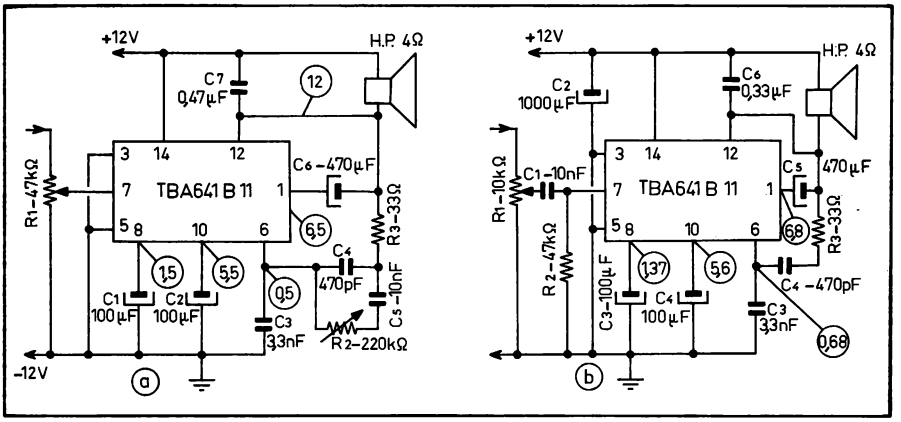


Fig. 6-74. — Exemples d'utilisation du circuit intégré TBA641 B 11, avec ou sans réglage de tonalité *(ITT)*.

dépend la fréquence limite inférieure, ainsi que le gain global de l'amplificateur (R_4-C_2 de la figure 6-71*b*) existe également ici, mais sa résistance est « intégrée » et seul le condensateur (broche 8) est accessible. Il est évidemment possible si on veut jouer sur le gain et la bande passante, d'intercaler une résistance supplémentaire entre la broche 8 et le condensateur correspondant, ou de diminuer la valeur de ce dernier.

Les deux montages sont pratiquement identiques si l'on excepte le circuit d'entrée, la valeur du condensateur placé entre la broche 12 et le « plus » et la présence, dans le schéma *a*, d'un potentiomètre de tonalité (R_2) agissant surtout sur les aiguës (minimum d'aiguës lorsque R_2 est en court-circuit).

TBA800C

Les variantes TBA800 et TBA800C de ce circuit possèdent des caractéristiques pratiquement identiques et peuvent remplacer l'un l'autre sans aucune modification. Ce circuit est présenté en boîtier plastique de 19,5 × 6,6 mm (épaisseur 4 mm) muni de deux ailettes de refroidissement (fig. 6-75), dont nous verrons plus loin l'usage.

Le schéma *a* de la figure 6-76 représente un exemple d'utilisation pratique du circuit TBA800 en tant qu'amplificateur du canal gauche d'une chaîne stéréo avec tuner AM/

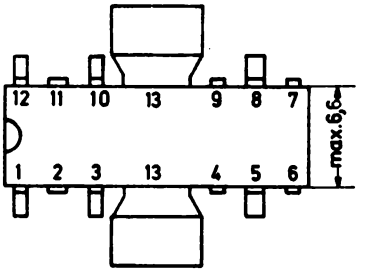


Fig. 6-75. — Aspect extérieur du circuit intégré TBA800C avec ses deux ailettes de refroidissement, représenté à l'échelle 2 *(ITT)*.

FM *ITT*. En effet, ce circuit peut fournir, avec une tension d'alimentation de quelque 24 V, une puissance de sortie de 5 W environ, suffisante pour les petites chaînes très appréciées actuellement.

Voici maintenant quelques caractéristiques propres à ce circuit intégré.

1. *Tension d'alimentation et puissance de sortie.* Le circuit TBA800 ou 800C peut être utilisé avec des tensions d'alimentation de 6 à 25 V, mais la puissance de sortie est évidemment fonction de cette tension et de la résistance du haut-parleur, comme on peut le voir sur le tableau 6-16.

Tableau 6-16

Puissance de sortie du circuit intégré TBA800C en fonction de la tension d'alimentation et de la résistance du H.P.

Tension d'alimentation (V)	Puissance de sortie (W)	Résistance H.P. (Ω)
6,25	0,65 0,40	8 16
8,75	1,2 0,75	8 16
10	1,55 0,95	8 16
12,5	2,45 1,45	8 16
15	3,5 2	8 16
20	3,5	16
25	5,25	16

Avec une bobine de 8 Ω, le circuit atteint la puissance limite maximale de 5 W, la tension d'alimentation étant de 18 V environ.

2. *Courant de repos.* Il s'agit du courant total absorbé par le circuit et mesuré en intercalant un milliampèremètre dans l'arrivée de la tension d'alimentation aux broches 1 et 3 (fig. 6-76*a*, *b* et *d*). Ce courant dépend également de la tension d'alimentation et représente environ 4,2 mA à 6 V, 5,8 mA à 10 V, 7 mA à 15 V, 8,1 mA à 20 V et 9mA à 25 V.

3. *Bande passante.* Pour les trois schémas, *b*, *c* et *d*, de la figure 6-76, la fréquence de coupure inférieure (−3 dB) se situe vers 40 Hz avec les valeurs indiquées pour R_1 et C_3.

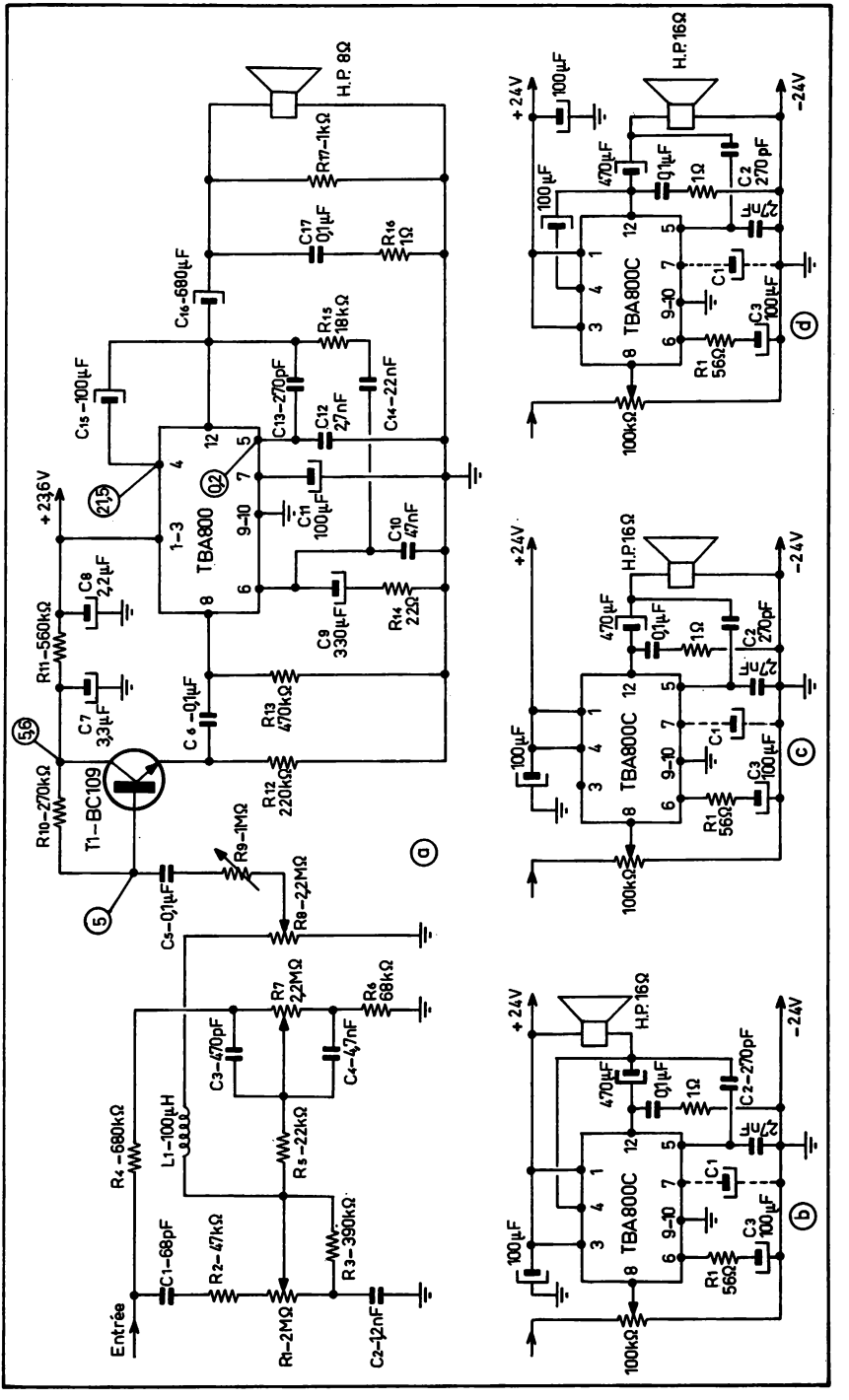


Fig. 6-76. — Exemple d'utilisation pratique du circuit intégré TBA800 ou TBA800C, avec quelques variantes possibles.

La fréquence de coupure supérieure, toujours à −3 dB, dépend de la valeur de C_2. Elle est, dans le cas du schéma *d*, de 20 kHz environ avec C_2 = 270 pF et de 10 kHz avec C_2 = 470 pF.

4. *Ronflement.* Lorsqu'il s'agit d'un ensemble alimenté sur secteur, ce qui est le cas de plus en plus fréquent, le circuit intégré peut recevoir, par sa ligne d'alimentation, un ronflement résiduel ou, en général, des parasites véhiculés par le secteur. Pour les « étouffer », on prévoit un condensateur entre la broche 7 et masse (C_1 des schémas *b*, *c* et *d*), dont la valeur peut être choisie entre 10 et 100 μF.

5. *Distorsion.* Pour le schéma *d* de la figure 6-76, à 1 000 Hz, une tension d'alimentation de 24 V et un H.P. de 16 Ω, cette distorsion est à peu près de 6,5 % à la puissance maximale de 5 W, mais n'est plus que de 2 % à 4 W et inférieure à 1 % à partir de 3,5W.

6. *Particularités d'utilisation des schémas b, c et d.* Dans le schéma *b*, le haut-parleur est connecté entre la sortie 12 et le « plus » de l'alimentation. Ce montage est indiqué lorsque la tension d'alimentation est faible : 7,5 à 10 V.

Le schéma *c*, où le haut-parleur est connecté entre la sortie et la masse, est davantage indiqué lorsque la tension d'alimentation est relativement élevée : 18 à 24 V. On remarquera, sur ce schéma, que la broche 3 reste inutilisée. D'autre part, la sortie 4 n'est pas ramenée à l'extrémité « chaude » de la bobine mobile, mais directement à la tension d'alimentation.

Enfin, le schéma *d* est, en quelque sorte, universel, en ce sens qu'il s'accommode indifféremment des tensions d'alimentation faibles ou élevées, dans les limites de 6 à 25 V, bien entendu.

7. *Refroidissement.* Si la puissance de sortie ne dépasse pas 2,5 W, les deux ailettes du boîtier suffisent pour assurer le refroidissement du circuit à condition que leur température ne dépasse pas 75 °C. Si on se propose de « tirer » une puissance supérieure, il est nécessaire de souder ces ailettes sur des surfaces de cuivre prévues sur la face « composants » du circuit imprimé, après les avoir pliées en conséquence (fig. 6-77).

Pour calculer la surface de ces « radiateurs » supplémentaires, que l'on suppose de forme carrée et de côté *l*, on doit tout d'abord déterminer la puissance maximale P_m dissipée par le circuit intégré. Pour le faire, nous faisons intervenir : la tension d'alimentation maximale V_{am}, qui représente la tension d'alimentation nominale augmentée de

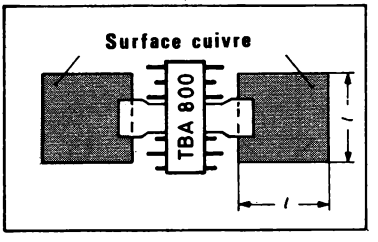


Fig. 6-77. — Réalisation de « refroidisseurs » supplémentaires pour le circuit intégré TBA800 lorsque la puissance dissipée dépasse 2,5 W.

10 % si elle n'est pas stabilisée; la résistance du haut-parleur R_c; le courant de repos I_r, que l'on prendra, pour tenir compte des conditions le plus défavorables, égal à 20 mA sous 24 V. Pour des tensions d'alimentation différentes, on s'inspirera de ce qui a été dit plus haut. Dans ces conditions, la puissance dissipée maximale est donnée par la relation

$$P_m = 0{,}4 \frac{(V_{am})^2}{8\ R_c} + V_{am} \cdot I_r$$

Si nous adoptons V_{am} = 19,8 V, R_c = 8Ω et I_r = 12 mA, nous obtenons, tous calculs effectués, P_m = 2,7 W en chiffre rond. Nous choisissons la longueur *l* en fonction de cette puissance dans le tableau 6-17.

Tableau 6-17

Longueur du côté l du refroidisseur supplémentaire en fonction de la puissance dissipée maximale

Puissance P_m (W)	Longueur ℓ (mm)	Puissance P_m (W)	Longueur ℓ (mm)
2	10	3,05	45
2,20	15	3,15	50
2,40	20	3,24	55
2,55	25	3,30	60
2,70	30	3,40	65
2,80	35	3,50	70
2,95	40	3,65	80

Dans tous les cas où l'on ne trouve pas, dans ce tableau, la valeur exacte de la puissance calculée, adopter la valeur de *l* correspondant à la puissance immédiatement supérieure.

Lorsque le circuit intégré B.F. est défectueux

Il est évident que la solution idéale consiste à remplacer le composant hors service par un autre, du même type. Malheureusement, cela n'est pas toujours aussi simple, et cela pour de multiples raisons : difficulté ou impossibilité à se procurer le circuit identique, nécessité de remettre très vite en état le récepteur en panne, etc.

Il existe évidemment la solution de remplacer le circuit d'origine par un autre, de type différent, mais présentant des analogies en tant que caractéristiques, et que l'on pourrait avoir à sa disposition. Cependant, cela entraîne presque sûrement une modification du câblage, ce qui n'est guère commode lorsqu'il s'agit, comme c'est toujours le cas, d'une platine à circuit imprimé. En effet, il est facile de constater, en regardant les différents schémas et exemples d'utilisation qui accompagnent ces lignes, qu'il existe une grande diversité dans le « brochage » et les boîtiers des différents circuits dont il est question.

Nous pensons que, si on est vraiment décidé à tenter un remplacement « approximatif », il est plus sage de fixer le circuit intégré choisi sur une petite plaquette séparée, munie de connexions nécessaires très courtes, d'effectuer les liaisons correspondantes et de procéder aux essais. Si ces derniers sont concluants, on peut songer à une « installation » définitive avec une modification éventuelle du câblage d'origine s'il s'y prête.

Cependant, il existe une autre solution, beaucoup plus rationnelle, à notre avis : remplacer le circuit intégré, dont le remplacement soulève des difficultés, par un amplificateur classique, à trois ou quatre transistors, réalisé sur une petite plaquette séparée, pour la fixation de laquelle à l'intérieur du récepteur on trouvera toujours la place nécessaire.

Le plus souvent, il s'agit d'un circuit intégré prévu pour une puissance de sortie de 0,5 à 1,5 W, puissance pour laquelle trois ou, à la rigueur, quatre transistors suffisent largement, en s'inspirant d'un des nombreux schémas que nous avons décrits plus haut.

A ce propos, nous pensons que, dans certains cas, on peut avoir besoin de connaître l'impédance de la bobine mobile du H.P., qui n'est pas toujours indiquée d'une façon apparente sur le haut-parleur équipant le récepteur. Il existe, pour cela, un « truc » très simple, qui n'a aucune prétention à la précision, mais donne des résultats largement suffisants dans la pratique : on mesure la résistance de la bobine mobile en continu, à l'aide d'un ohmmètre, et on multiplie la valeur trouvée par 1,25. Ainsi, on trouvera 3,2 Ω pour une bobine de 4 Ω, 4 Ω pour une de 5 Ω, 6,4 Ω pour une de 9 Ω, etc.

Encore quelques circuits intégrés de « remplacement »

Les circuits intégrés dont nous avons parlé plus haut équipaient des récepteurs que nous avons eu l'occasion d'examiner et d'essayer. Ceux qui sont décrits plus loin ne nous sont connus que par les notices de leurs fabricants, ce qui ne constitue nullement, bien entendu, un préjugé défavorable, mais ne nous permet pas de donner certains renseignements plus précis, comme, par exemple, les tensions que l'on doit normalement trouver en différents points de tel ou tel circuit.

TAA900

Fabriqué par *Telefunken*, son schéma d'utilisation, avec le haut-parleur connecté entre la sortie et la masse, est celui de la figure 6-78. Si on veut l'employer avec le H.P. connecté au « plus », on remplace R_6 par le haut-parleur et on met C_6 à la place de C_5. Le TAA900 est présenté en boîtier de la figure 6-79, muni de deux ailettes de refroidissement, que l'on soude éventuellement à des surfaces métalliques de refroidissement si la puissance dissipée dépasse 1,2—1,3 W. L'importance de ces surfaces de refroidissement,

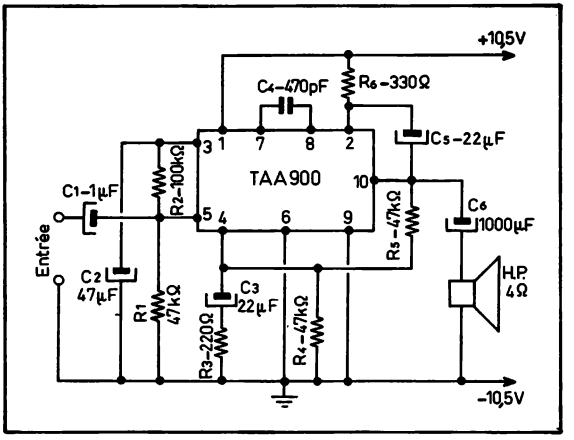


Fig. 6-78. — Schéma d'utilisation du circuit intégré TAA900 *(Telefunken)*.

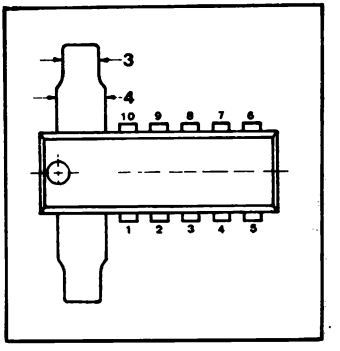


Fig. 6-79. — Boîtier à deux ailettes de refroidissement du TAA900, utilisé par un certain nombre de circuits intégrés. Les dimensions sont indiquées par la largeur des ailettes, en millimètres.

que l'on réalise comme dans le cas de la figure 6-77, est fonction de la puissance de sortie que l'on demande au circuit et de l'épaisseur de la couche de cuivre, qui peut être de 35 ou de 70 µm.

La puissance maximale que l'on peut « tirer » du circuit TAA900 se situe vers 1,8 W, avec une tension d'alimentation de 10 à 11 V, des surfaces de refroidissement carrées de 80 mm de périmètre (couche de cuivre de 70 µm) et un H.P. de 4 Ω. Si la couche de cuivre

est plus mince (35 μm) la puissance maximale à ne pas dépasser, dans les mêmes conditions, est de 1,5 W environ.

La tension d'alimentation maximale pour le circuit TAA900 est de 13 V. Sa résistance d'entrée est de l'ordre de 30 kΩ et la tension d'entrée est de l'ordre de 2,5 mV pour 50 mW à la sortie, et de 16 mV pour la puissance maximale. Le courant de repos se situe entre 4 et 12 mA et le courant maximal est compris entre 270 et 300 mA.

TBA820

Les quatre schémas de la figure 6-80 représentant quelques exemples d'utilisation de ce circuit de moyenne puissance (max. 2 W), mais aux multiples possibilités. Dans le schéma *a*, le haut-parleur est connecté entre la sortie et le « plus » de l'alimentation, ce qui constitue le montage le plus « économique » en tant que nombre de composants extérieurs et, de plus, recommandé lorsque la tension d'alimentation est peu élevée. Dans le

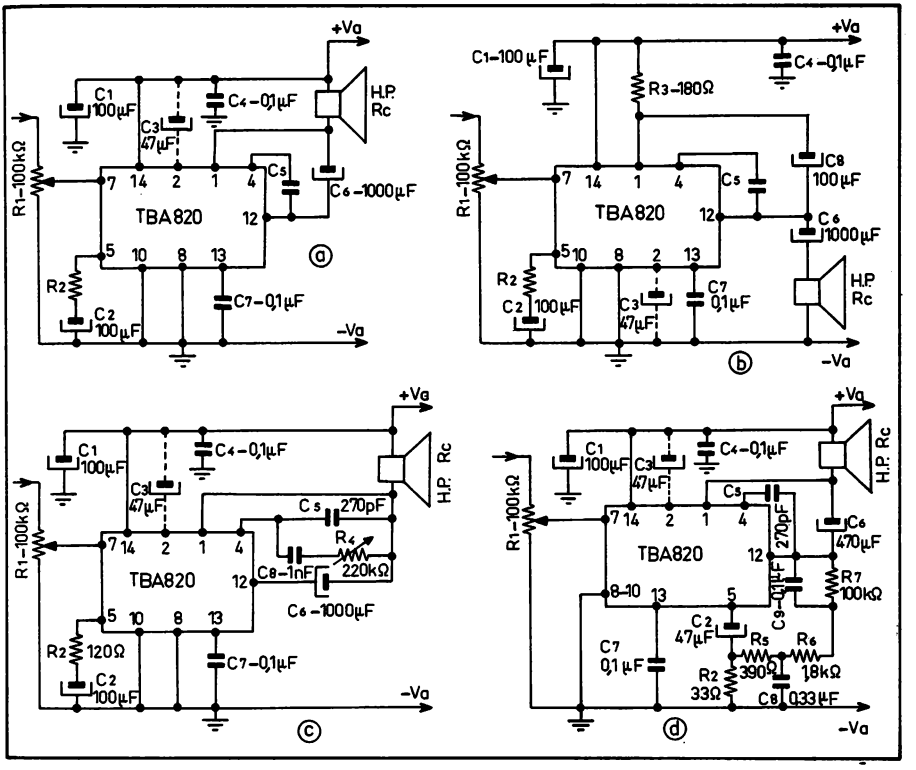


Fig. 6-80. — Quatre schémas d'utilisation du circuit intégré TBA820 *(SGS)*.

schéma *b*, le haut-parleur est placé entre la sortie et la masse, disposition généralement recommandée lorsque l'amplificateur est alimenté par le secteur (sensibilité moindre au ronflement).

Voici les principales caractéristiques de ce circuit :

1. *Tension d'alimentation et puissance de sortie.* La tension d'alimentation ne doit, en aucun cas, dépasser 16 V. Sa valeur minimale est de 3 à 3,5 V. La puissance de sortie maximale que l'on peut « tirer » de ce circuit est de 2 W, avec $V_a = 12$ V et $R_c = 8\ \Omega$.

Avec $V_a = 9$ V, la puissance de sortie est de 1,6 W pour $R_c = 4\ \Omega$ et de 1,2 W pour $R_c = 8\ \Omega$.

Avec $V_a = 6$ V et $R_c = 4\,\Omega$, la puissance de sortie est de 0,75 W.

Enfin, avec $V_a = 3{,}5$ V, la puissance de sortie est de 0,15 W pour $R_c = 8\,\Omega$ et de 0,22 W pour $R_c = 4\,\Omega$.

Tous ces chiffres sont valables pour $R_2 = 120\,\Omega$.

2. *Influence de la résistance R_2.* Comme nous l'avons déjà signalé à propos d'autres circuits intégrés, cette résistance agit sur la fréquence de coupure inférieure de l'amplificateur et sur son gain, qui est d'autant plus élevé que la valeur de R_2 est plus faible. Autrement dit, si on augmente la valeur de R_2, il devient nécessaire d'appliquer à l'entrée un signal de plus en plus important pour une même puissance de sortie. Il en résulte que la valeur de R_2 ne doit pas être trop élevée pour éviter le danger de saturer l'étage d'entrée : 390 Ω max. pour $V_a = 9$ V et 270 Ω max. pour $V_a = 12$ V.

L'influence de R_2 sur la sensibilité de l'amplificateur est très marquée, comme on peut se rendre compte par les chiffres suivants ($V_a = 9$ V et $R_c = 8\,\Omega$), la puissance de sortie étant de 1,2 W : il faut seulement 16 mV à l'entrée pour l'obtenir avec $R_2 = 33\,\Omega$ et 60 mV avec $R_2 = 120\,\Omega$.

3. *Bande passante.* Elle est influencée essentiellement, surtout du côté des fréquences élevées, par la valeur du condensateur de contre-réaction C_5. Ainsi, avec $V_a = 9$ V, $R_c = 8\,\Omega$ et $R_2 = 120\,\Omega$, la fréquence de coupure supérieure est de 20 kHz avec $C_5 = 220$ pF, de 10 kHz avec $C_5 = 330$ pF et de 5 kHz avec $C_5 = 1{,}2$ nF environ.

La fréquence de coupure inférieure, dans les mêmes conditions et avec $C_5 = 220$ pF est de 25 Hz.

Le schéma *c* de la figure 6-80 montre la réalisation pratique d'une commande de tonalité par atténuation des aiguës à l'aide de la résistance variable R_4 qui rend plus ou moins marquée l'influence de C_8, ce qui se traduit par une atténuation, à 10 kHz, de −1 dB pour $R_4 = 220\,\Omega$ et de −8 dB pour $R_4 = 0$.

Le schéma *d* de la figure 6-80 permet d'obtenir une courbe de réponse avec les graves et les aiguës (100 Hz et 9 kHz environ) relevées, et un « creux » de −6 dB vers 1 000 Hz.

TAA621

Il est prévu pour une tension d'alimentation maximale de 24 V, avec laquelle il est possible d'atteindre une puissance de sortie de 3,5 W environ, sur un H.P. de 16 Ω et un

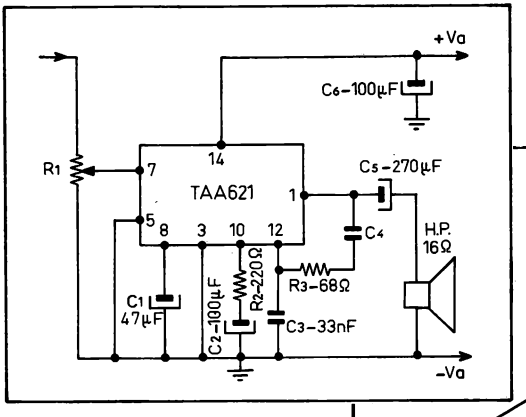


Fig. 6-81. — Exemple d'utilisation du circuit intégré TAA621 *(SGS)*.

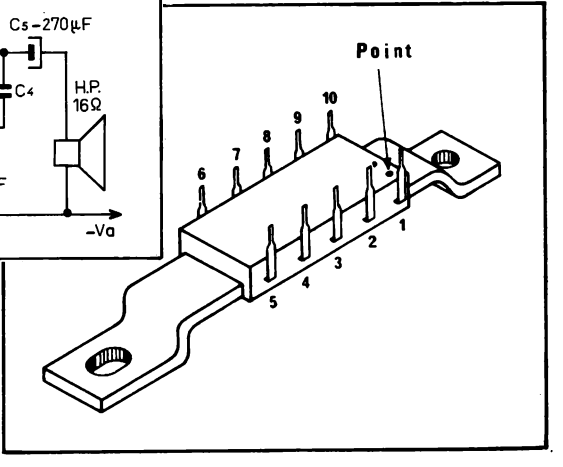


Fig. 6-82. — Le boîtier du circuit TAA621 se présente de façon analogue, mis à part le nombre de broches.

refroidissement adéquat (le circuit est muni d'une bride de fixation analogue au croquis de la figure 6-82, que l'on peut visser sur une plaque servant de radiateur).

La puissance de sortie maximale (10 % de distorsion) est de 1 W avec $V_a = 12$ V et de 2,5 W environ avec $V_a = 18$ V.

La sensibilité, c'est-à-dire la tension B.F. qu'il est nécessaire d'appliquer à l'entrée pour obtenir une certaine puissance à la sortie, est de 16 mV pour 50 mW et de 98 mV pour 2 W.

L'impédance d'entrée, à 1 kHz, est supérieure à 750 kΩ.

Enfin, le courant de repos est de 10 mA environ et celui correspondant à la puissance de sortie de 3 W, de quelque 180 mA (avec $V_a = 24$ V). Le courant de repos dépend de la tension d'alimentation. Il est de l'ordre de 4,6 mA pour $V_a = 10$ V, de 7,5 mA pour 16 V, de 8 mA pour 20 V.

La bande passante varie en fonction de la valeur du condensateur de contre-réaction C_4. Elle est de 50 Hz à 15 kHz avec $C_4 = 560$ pF et de 50 Hz à 8 kHz avec $C_4 = 1{,}1$ nF.

TBA915

Le schéma d'utilisation de ce circuit intégré de faible puissance (0,5 W) est représenté dans la figure 6-83, tandis que la figure 6-84 montre le boîtier utilisé pour ce circuit.

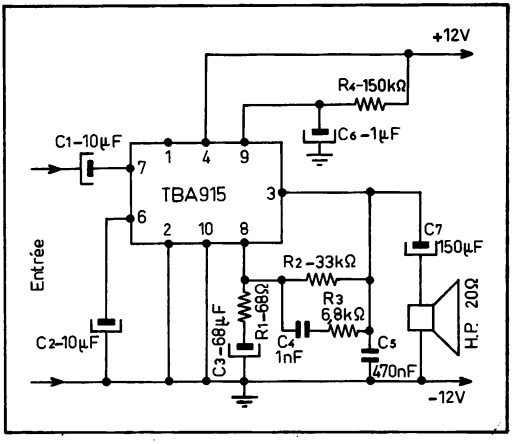


Fig. 6-83. — Exemple d'utilisation du circuit intégré TBA915 *(R.T.C.)*.

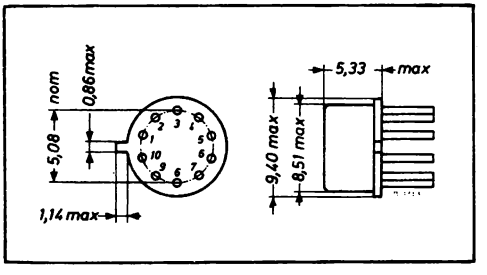


Fig. 6-84. — Le boîtier type TO-74 du circuit intégré TBA915, ressemble au boîtier TO-39 ou TO-5 de transistor, mais comporte 10 fils de sortie.

La puissance de sortie de 0,5 W (distorsion 5 %) est atteinte avec une tension d'alimentation de 12 V et un H.P. de 20 Ω. Il est probable que l'on puisse l'atteindre également avec 9 V en choisissant une résistance plus faible pour le haut-parleur : 16 ou même 10 Ω. Il faut veiller à ce que le courant d'alimentation ne dépasse pas 80-100 mA au maximum de puissance et si on constate que le boîtier chauffe exagérément, il est prudent de le munir d'un radiateur « étoile » ou d'une ailette de refroidissement.

La résistance d'entrée est de 9 kΩ environ, et la tension d'entrée, pour une puissance de sortie de 0,5 W, est de 10 mV. Le courant d'alimentation au repos est de 2 à 3,4 mA.

TCA760

Prévu pour une tension d'alimentation de 5 à 14 V, ce circuit peut fournir une puissance de l'ordre de 1,1 W (distorsion 10 %), avec $V_a = 9$ V et un haut-parleur de 8 Ω. La tension B.F. nécessaire à l'entrée pour obtenir cette puissance est de 10 mV environ.

L'impédance d'entrée de ce circuit, dans les conditions de fonctionnement ci-dessus, est de quelque 15 kΩ.

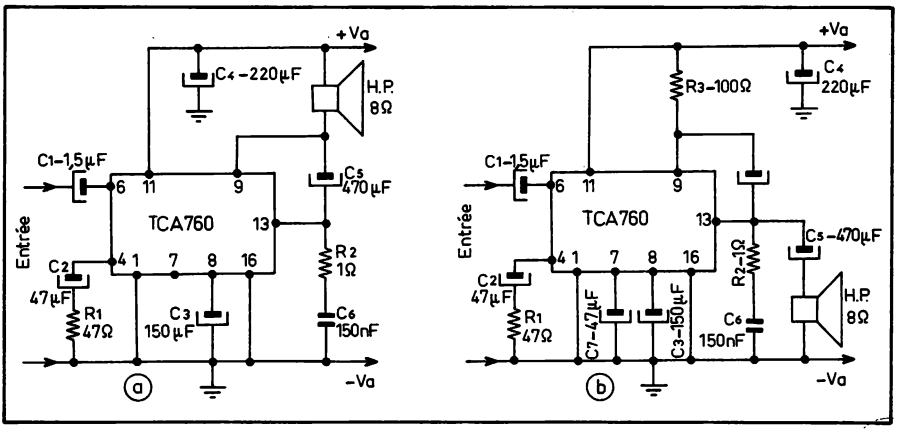


Fig. 6-85. — Deux schémas d'utilisation du circuit intégré TCA760 *(R.T.C.)*.

Le courant de repos total, qui dépend de la tension d'alimentation, est de 5 à 15,7 mA.

Les deux schémas de la figure 6-85 représentent des exemples d'utilisation du circuit TCA760, l'un avec le haut-parleur connecté entre la sortie et le « plus » de l'alimentation, l'autre avec le haut-parleur entre la sortie et la masse, ce dernier étant recommandé lorsque l'amplificateur est alimenté par le secteur.

Le circuit intégré TCA760 est présenté en boîtier SOT-38, de 22 × 6,5 mm (épaisseur 4,6 mm), avec 16 broches.

RÉGULATEURS DE TONALITÉ PRÉAMPLIFICATEURS CORRECTEURS

QUELQUES IDÉES SUR LA TONALITÉ VARIABLE

Une certaine confusion se produit souvent dans l'esprit de techniciens peu avertis, confusion due à la terminologie employée lorsqu'on parle de correction de tonalité.

C'est ainsi qu'il est tout à fait courant d'entendre dire qu'on va « relever les basses » ou « relever les aiguës », ce qui fait penser immédiatement à on ne sait quels montages suramplifiant ces fréquences.

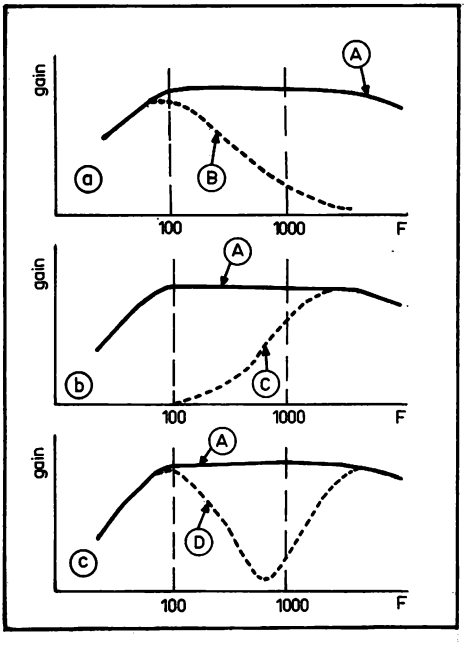


Fig. 7-1. — Courbes indiquant les fréquences qu'on doit atténuer pour obtenir une tonalité grave (*a*), aiguë (*b*) ou pour creuser le médium (*c*).

Or, malheureusement, il n'en est rien, et toute correction de tonalité consiste tout simplement dans l'étouffement plus ou moins prononcé des fréquences autres que celles désirées. En d'autres termes, pour « relever » les basses on supprime les aiguës et pour relever ces dernières on supprime les basses.

Autrement dit, nos possibilités se trouvent résumées dans les trois courbes (*a*, *b* et *c*) de la figure 7-1, dans laquelle A représente la courbe de réponse, avant correction, de

l'appareil « traité ». On voit que pour avoir la tonalité grave (courbe B, fig. 7-1*a*) on supprime tout ce qui est en grisé, et qu'il en est de même si l'on recherche une tonalité aiguë (courbe C, fig. 7-1*b*). Une troisième possibilité nous est offerte (fig. 7-1*c*), où nous supprimons les fréquences moyennes (courbe D), en creusant le médium comme on dit.

Toujours est-il, et on le voit immédiatement, que le gain le plus élevé d'un amplificateur, après correction, ne peut, en aucun cas, dépasser le gain maximal existant avant cette opération. Le plus souvent, il lui est même nettement inférieur. En d'autres termes, la condition primordiale, et préliminaire à toute correction, est de disposer d'un niveau largement suffisant de fréquences que l'on veut favoriser.

Par conséquent, on doit commencer par faire tout ce qui est possible pour avoir le maximum de basses (il y a presque toujours assez d'aiguës), quitte à supprimer ensuite la partie indésirable du spectre sonore.

Pour illustrer ce qui vient d'être dit, on considère d'abord une courbe de réponse où les basses sont très peu affaiblies (A, fig. 7-2) et on se propose de les « relever » de telle façon que leur maximum se situe vers 50 Hz. On obtient alors la courbe C de la même

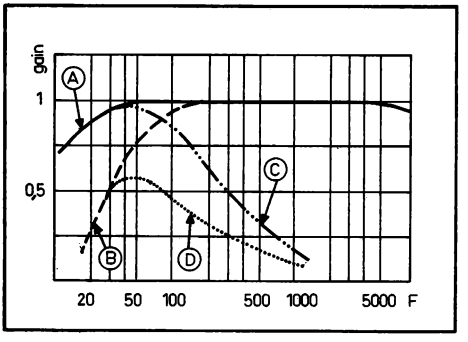


Fig. 7-2. — Pour « relever » convenablement les basses, on doit les avoir à un niveau suffisant au départ.

figure : le niveau maximal des basses est à peine inférieur à leur niveau avant correction. Par contre, si on avait une courbe de réponse telle que B (fig. 7-2), avec les basses assez fortement affaiblies, on serait obligé, pour avoir un maximum vers 50 hertz, de se contenter de la courbe D et perdre, dans les basses, la moitié du gain primitif. Dans ce cas, il pourrait arriver qu'on n'ait plus assez de gain et qu'on soit contraint de faire appel à un étage supplémentaire.

RÉGULATEURS DE TONALITÉ SIMPLES

Dans les systèmes simples de dosage des graves et des aiguës on fait appel à des combinaisons RC série ou parallèle où l'impédance capacitive d'un condensateur est modifiée à l'aide d'une résistance variable. La figure 7-3 montre deux circuits de ce type que nous allons analyser brièvement.

Supposons $C_1 = 0{,}1\ \mu F$ et $R_1 = 50\ k\Omega$, entièrement en circuit. L'impédance résultante de cet ensemble sera de 59 kΩ environ à 50 Hz, mais pratiquement égale déjà à R_1 à 1 000 Hz et d'autant plus à 5 000 Hz, où l'impédance capacitive de C_1 ne représente plus, respectivement, que 1,6 kΩ et 320 Ω. Donc, aux fréquences élevées, le circuit C_1-R_1 se trouve réduit à R_1, et si on le place en parallèle sur la résistance de charge d'un étage, par exemple, on rend cette résistance d'autant plus faible que la fréquence en jeu est plus élevée et que la portion de R_1 en circuit est plus faible. Comme le gain d'un étage dépend de la valeur de la résistance de charge, tout cela se traduit par un gain plus ou moins faible aux fréquences élevées, c'est-à-dire une atténuation des aiguës.

Le circuit *b* de la figure 7-3 a un comportement un peu différent, en ce sens qu'il équivaut à C_2 en parallèle sur C_3 lorsque R_2 est en court-circuit (curseur en *a*). Lorsque la résistance R_2 est partiellement en circuit, tout se passe comme si la valeur de C_3 diminuait et, par conséquent, l'impédance totale de l'ensemble se comportera de plus en plus comme C_2 avec R_2 en parallèle : élevée aux fréquences basses, mais limitée à la valeur de R_2; faible aux fréquences élevées.

L'application pratique de ces deux circuits est résumée sur les deux schémas de la figure 7-4. En *a* on voit le circuit C_2-R_4 shunter la résistance de charge R_1 du transistor T_1. La valeur résultante de la résistance de charge sera d'autant plus faible que la fréquence sera plus élevée et que la portion de R_4 en circuit sera plus faible. Donc, dosage des aiguës par le réglage de R_4. Toutes proportions gardées, l'ensemble se comportera comme *a* de la figure 7-1 : courbe A pour R_4 au maximum; courbe B pour R_4 au minimum.

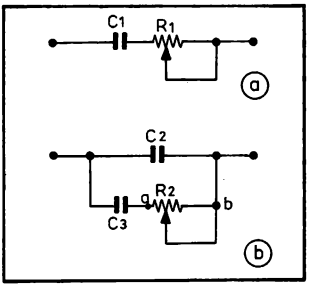


Fig. 7-3. — Circuits de base utilisés dans les systèmes simples de tonalité variable.

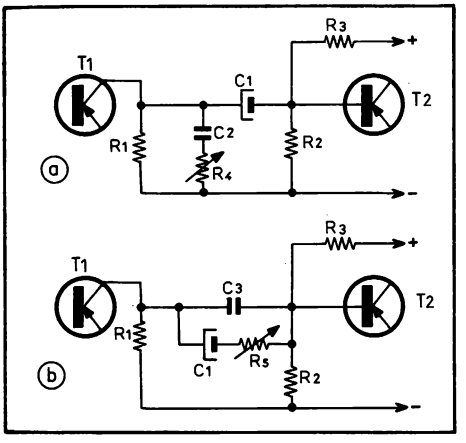


Fig. 7-4- — Réalisation pratique d'une commande d'aiguës (*a*) et de graves (*b*) dans la liaison entre deux étages.

Le schéma *b* de la figure 7-4 constitue une application du circuit *b* de la figure 7-3 et permet d'agir sur les fréquences basses, avec C_3 de valeur relativement faible, 0,1 μF ou moins, et C_1 de valeur élevée : 2 à 10 μF, par exemple. Lorsque R_5 est au maximum de sa valeur, l'influence de C_1 est pratiquement « neutralisée » et seul le condensateur C_3 intervient dans le comportement de la liaison vers T_2 en ce qui concerne les fréquences basses. Ces dernières passent d'autant mieux que la constante de temps constituée par le condensateur de liaison C_3 et la résistance d'entrée R_e du transistor T_2 est plus élevée. Or, dans le cas d'un transistor utilisé en montage émetteur commun normal, la résistance R_e n'est jamais très élevée : quelques milliers d'ohms tout au plus. Dans ces conditions, et en admettant $C_3 = 0{,}1$ μF et $R_e = 10$ kΩ (ce qui est nettement exagéré), on obtient une constante de temps de 0,001 s, ce qui entraîne une atténuation de -3 dB à 150 Hz déjà, et de quelque -6 dB à 100 Hz. Dans les montages réels on s'arrange pour que cette atténuation soit encore beaucoup plus marquée.

EXEMPLES DE RÉALISATIONS PRATIQUES

Une application pratique des deux schémas de principe de la figure 7-4 est représentée par le schéma de la figure 7-5, tiré d'un électrophone *Pathé-Marconi*. La résistance variable R_3 permet de doser les aiguës, tandis que R_4 agit sur les graves. Le transistor T_2 attaque, à travers un transformateur, un étage de sortie push-pull sans transformateur de sortie, utilisant deux transistors AD162, ce qui correspond à une puissance de sortie de 4 W. Le réglage de volume est placé avant T_1 et se trouve précédé par un étage à collecteur commun, afin d'offrir à l'entrée, une résistance suffisamment élevée pour assurer une bonne adaptation avec une tête de lecture cristal.

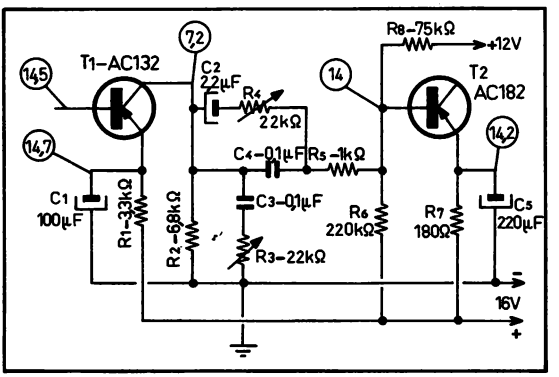


Fig. 7-5. — Exemple pratique d'un montage réunissant les commandes de graves (R_4) et d'aiguës (R_3) *(Pathé-Marconi)*.

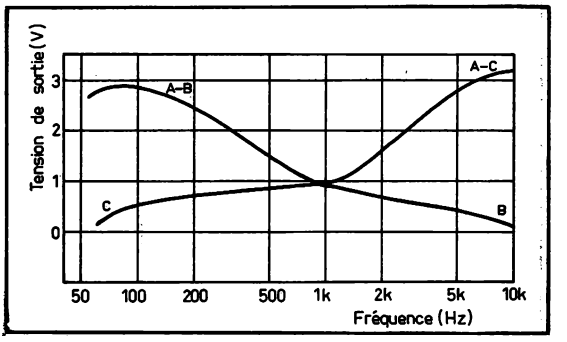


Fig. 7-6. — Allure approximative des courbes de réponse du système de la figure 7-5.

Le graphique de la figure 7-6 représente l'allure approximative des courbes de réponse du système de la figure 7-5. La courbe A correspond aux potentiomètres R_3 et R_4 réglés au maximum de graves et d'aiguës, c'est-à-dire R_3 au maximum de sa résistance et R_4 au minimum (en court-circuit). Si on réduit les aiguës au minimum, la courbe prend l'allure B, tandis qu'avec les graves au minimum ce sera C.

On remarquera que l'efficacité de ce système est assez moyenne, car le relèvement maximal des graves par rapport au niveau à 1 000 Hz correspond à un rapport de tensions de l'ordre de 2,9, ce qui, exprimé en décibels, représente quelque 9,2 dB. Le relèvement maximal des aiguës est un peu plus accentué, mais reste de l'ordre de 10 dB. Nous verrons plus loin d'autres systèmes de dosage de graves et d'aiguës nettement plus efficaces.

Un deuxième exemple d'application pratique des « principes » de la figure 7-4 est celui de la figure 7-7, tiré d'une chaîne Hi-Fi stéréo *Telefunken*. L'entrée de cet amplificateur peut être attaquée directement par un P.U. cristal, mais demande un préamplificateur s'il s'agit d'un P.U. magnétique. D'autre part, on remarquera que le potentiomètre de volume,

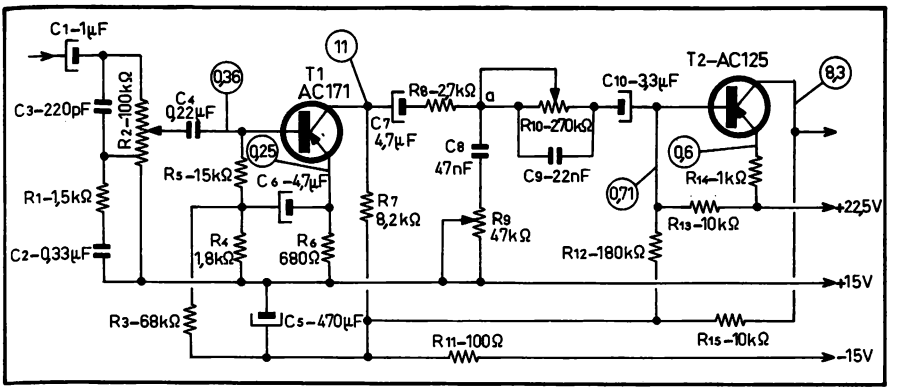


Fig. 7-7. — Un autre exemple pratique d'un montage réunissant les commandes de graves (R_{10}) et d'aiguës (R_9) *(Telefunken).*

R_2, est du type à correction physiologique : prise intermédiaire et éléments R_1-C_2-C_3. Le transistor T_2 est suivi par un étage « driver » attaquant un amplificateur de puissance comprenant une paire complémentaire pour le déphasage et deux transistors AD155.

Le schéma de la figure 7-7 et les étages qui suivent ne représente donc que l'un des canaux de l'ensemble stéréo. La balance, non représentée sur le schéma, est constituée par un potentiomètre de 47 ou 50 kΩ connecté entre le point *a* et le point correspondant de l'autre canal et dont le curseur est réuni à la masse ou, plus exactement, à la ligne +15 V.

Le comportement du potentiomètre régulateur d'aiguës (R_9) est le même que dans le schéma précédent, mais celui du régulateur de graves (R_{10}) est un peu différent. En effet l'impédance que l'ensemble R_{10}-C_9 leur offre est d'autant plus élevée que la résistance en shunt sur C_9 est plus grande. Par conséquent, on a le maximum de graves lorsque R_{10} est en court-circuit et le minimum lorsque C_9 est shunté par 270 kΩ.

En réalité, le dosage d'aiguës par R_9 agit non seulement par l'effet de shunt sur la résistance de charge R_7, mais aussi en tant que filtre passe-bas formé par R_8 et C_8, dont l'efficacité est d'autant plus marquée que la résistance en circuit de R_8 est plus faible.

Les courbes B, C, D et F de la figure 7-8 illustrent l'action des deux potentiomètres de tonalité R_9 et R_{10}. Ces courbes, comme on peut le voir, ont relativement peu de relief, car elles ont été relevées avec le potentiomètre de puissance au maximum. D'autre part, ces courbes ont été relevées avec la tension de sortie, aux bornes de la bobine mobile (4,5 Ω), maintenue à 2 V, soit une puissance de sortie légèrement inférieure à 1 W. Néanmoins, on constate que l'efficacité de l'atténuation maximale est supérieure à ce que l'on a vu à propos de la figure 7-6. Au minimum de graves ou d'aiguës l'atténuation, par rapport au niveau 0 dB, atteint quelque −17 dB pour les graves à 50 Hz et −13,5 dB pour les aiguës à 5 000 Hz.

Un troisième exemple d'application pratique des schémas de la figure 7-4 est constitué par le montage de la figure 7-9, appartenant à un récepteur portable stéréo *Grundig*. Chaque amplificateur B.F. de ce récepteur comprend les deux étages de la figure 7-9, un driver BC181 et un étage de sortie à paire complémentaire AD161 et AD162, dont on ne tire, d'ailleurs, qu'une puissance ridicule par rapport à ses possibilités : 1,5 W.

L'amplificateur tel qu'il se présente est prévu pour être attaqué directement par la radio, un P.U. ou un magnétophone.

La sortie *a* est réunie directement à la base du driver, tandis la sortie *b* aboutit au point de symétrie de l'étage de puissance (contre-réaction).

La commande de volume se fait par le potentiomètre R_{15} à double correction physiologique où intervient un réseau complexe d'éléments R et C, de R_{11} à R_{14} et de C_9 à C_{14}.

La balance est constituée, pour chaque canal, par la résistance variable R_{20}, agissant sur le taux de contre-réaction, c'est-à-dire sur le gain de chaque canal.

En ce qui concerne la tonalité, R_7 permet de doser les aiguës et R_{10} les graves, le résultat de ces réglages étant représenté par les courbes de la figure 7-10. Il y a, cependant, une

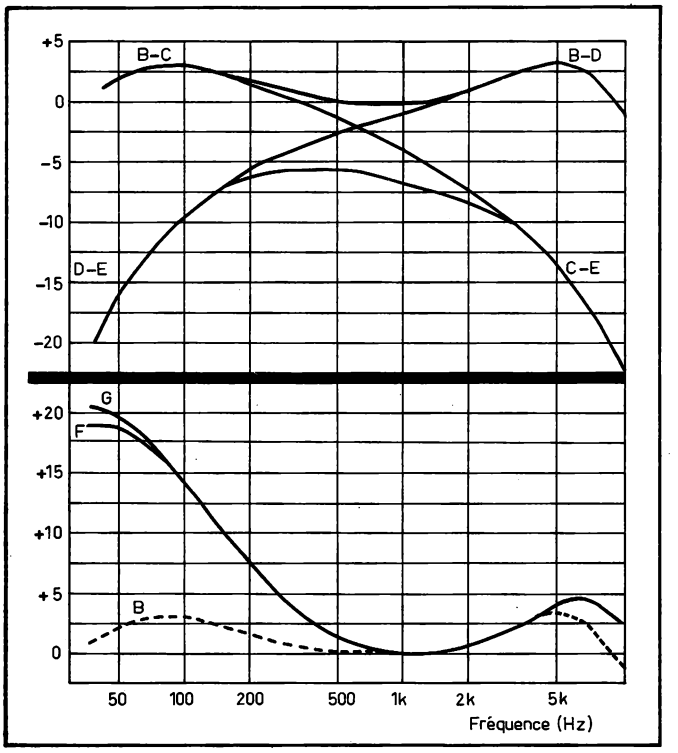


Fig. 7-8. — Courbes correspondant aux quatre combinaisons de positions extrêmes de potentiomètres de tonalité de la figure 7-7 (B, C, D et E, en haut) et courbes montrant l'efficacité de la correction physiologique (F et G, en bas).

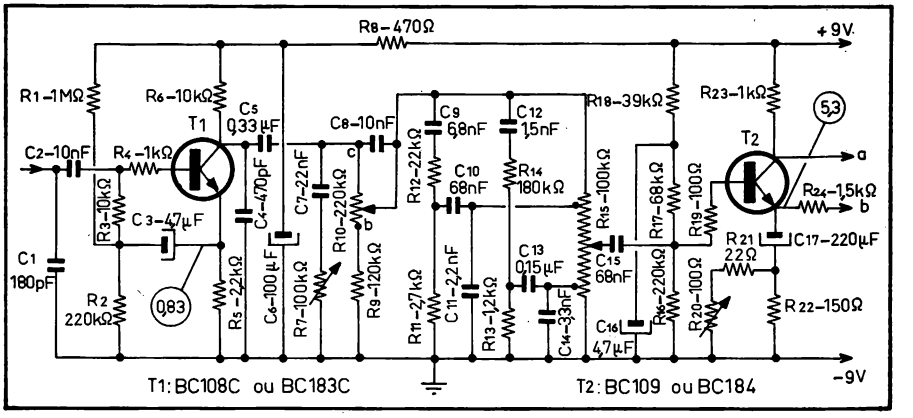


Fig. 7-9. — Encore un exemple pratique d'un montage réunissant les commandes de graves (R_{10}) et d'aiguës (R_7) *(Grundig)*.

particularité dans le réglage des graves par R_{10}. Lorsque le curseur de ce potentiomètre se trouve en *b*, l'impédance de R_{10} en parallèle sur C_8 est évidemment beaucoup plus élevée aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées, mais la présence de R_9 fait que l'ensemble C_8-R_9-R_{10} forme un filtre passe-haut qui favorise les fréquences élevées et atténue les basses, ce qui se traduit la courbe 2 de la figure 7-10.

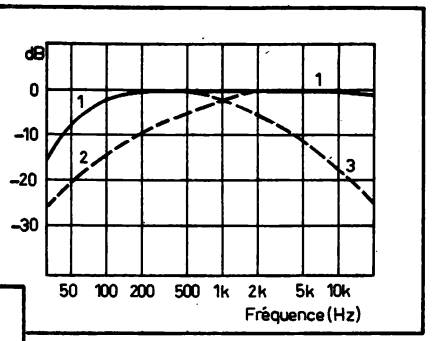


Fig. 7-10. — Courbes montrant l'action des potentiomètres R_{10} (2) et R_7 (3) de la figure 7-9.

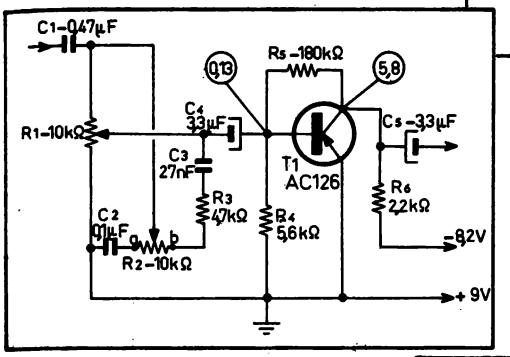


Fig. 7-11. — Un système de tonalité variable très simple où un seul potentiomètre (R_2) permet de favoriser soit les graves, soit les aiguës.

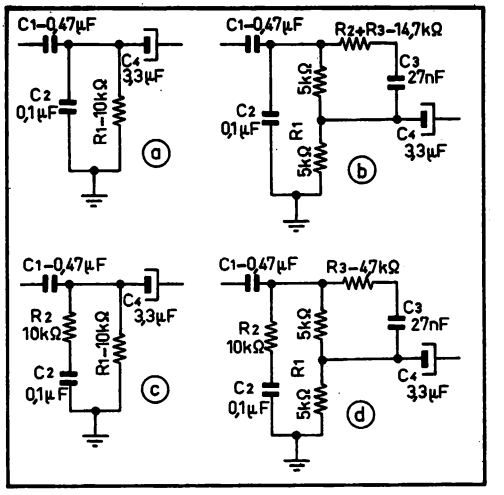


Fig. 7-12. — Schémas équivalents du circuit d'entrée de la figure 7-11 avec R_1 au maximum (*a* et *c*) ou à mi-course (*b* et *d*) et R_2 en *a* (*a* et *b*) ou en *b* (*c* et *d*).

Enfin, on peut signaler encore un système très simple où un seul potentiomètre permet de favoriser, dans une certaine mesure, les aiguës à l'une des extrémités et les graves à l'autre. Un montage de ce genre est représenté dans la figure 7-11. Lorsque le curseur de R_2 est en *a* et que le potentiomètre de volume est au maximum, le schéma équivalent du circuit d'entrée est *a* de la figure 7-12. Sans entrer dans les détails, on voit immédiatement que les fréquences élevées sont atténuées par C_2 en parallèle sur R_1.

Si, sans toucher à R_2, on règle R_1 à mi-course, on obtient le schéma *b* (fig. 7-12). Les aiguës sont un peu favorisées par R_2-R_3-C_3 qui shuntent la portion supérieure de R_1. Avec le curseur de R_2 en *b* et R_1 au maximum, on obtient *c* (fig. 7-12) avec les aiguës qui ne sont pratiquement plus atténuées. Enfin, si, sans toucher à R_2, on règle R_1 à mi-course, on aboutit au schéma *d*, où les aiguës sont nettement favorisées par R_3 et C_3 en shunt sur la portion supérieure de R_1.

CORRECTION DITE PHYSIOLOGIQUE PAR POTENTIOMÈTRE A PRISES

L'oreille humaine est ainsi faite que la sensation auditive n'est pas la même aux différentes fréquences, surtout à faible puissance. Autrement dit, notre oreille est plus sensible aux fréquences moyennes et élevées, le maximum de sensibilité se situant entre 800 et 4 000 Hz à peu près. Par conséquent, dans les conditions d'écoute où cette sensibilité est très irrégulière, c'est-à-dire à faible puissance, répétons-le, il est nécessaire de compenser le manque apparent de graves.

Chacun a pu constater, en effet, que lorsqu'on écoute un récepteur disons « quelconque », avec le potentiomètre de puissance presque au minimum, la tonalité est souvent pauvre, sans aucun relief, justement parce qu'il n'y a pas de basses. Et cela est vrai même lorsqu'il s'agit d'un récepteur à peu près correct, à tonalité agréable à puissance normale.

Principe de la correction

Un moyen très simple et fréquemment employé consiste à prévoir une prise sur le potentiomètre de commande de puissance, prise réunie à la masse par un circuit correcteur approprié (C_1-R_3, fig. 7-13). A noter que la section R_1 du potentiomètre présente, en règle générale, une valeur beaucoup plus grande que celle de R_2. En général, on a $R_1/R_2 = 3$ à 8.

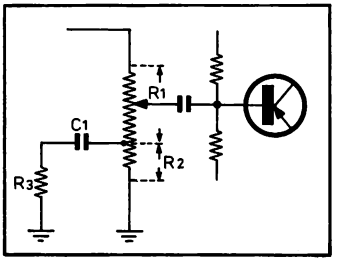


Fig. 7-13. — Principe d'un potentiomètre comportant une prise intermédiaire et un circuit de correction.

En gros, le fonctionnement du dispositif est le suivant. Lorsque le curseur du potentiomètre est en haut, l'effet du circuit C_1-R_3 est négligeable. Mais lorsque le curseur se rapproche de la prise, l'atténuation des fréquences élevées (c'est-à-dire le relèvement des basses) commence à se faire sentir. L'effet est maximal lorsque le curseur se trouve au point correspondant à la prise et devient moins marqué le long de la portion R_2.

La valeur des éléments C_1 et R_3 est, avant tout, fonction de R_2 et on la détermine de façon que l'impédance du circuit R_2-C_1-R_3 soit *n* fois plus élevée à 100 Hz qu'à 400 Hz, fréquences généralement adoptées pour le calcul. Cela signifie que la tension de sortie. disponible sur le curseur du potentiomètre, sera *n* fois plus grande à 100 Hz qu'à 400 Hz.

Problèmes pouvant se poser dans la pratique

Tout d'abord, on peut vouloir remplacer, dans un récepteur, un potentiomètre ordinaire par un potentiomètre compensé. Il faudra donc, en fonction de la pièce dont on dispose, déterminer la valeur de C_1 et de R_3.

On peut encore avoir affaire à un potentiomètre compensé défectueux pour telle ou telle raison : coupure, mauvais contact, etc. Si on ne peut pas se procurer une pièce identique, il est nécessaire de modifier la valeur de C_1 et de R_3 en fonction de la nouvelle valeur de R_2. Il est bon de noter que l'important dans un potentiomètre à prise est la valeur de la résistance entre la prise et la masse et pratiquement pas la résistance totale. Par exemple,

on peut considérer comme identiques deux potentiomètres, respectivement de 50 kΩ et de 100 kΩ de résistance totale, mais munis tous les deux d'une prise à 20 kΩ de la masse.

Enfin, on peut avoir à reconstituer ou à modifier le circuit de correction C_1-R_3 (fig. 7-13) pour une raison quelconque, par exemple parce qu'on trouve que la correction est trop énergique (tonalité trop sourde à faible puissance) ou insuffisante (manque de graves).

Il faut penser que la correction apportée par un potentiomètre à prise doit cadrer, en quelque sorte, avec les caractéristiques générales de l'amplificateur et que n'importe quel potentiomètre compensé ne convient pas forcément à n'importe quel amplificateur.

Calcul des éléments de correction

Tout d'abord, on se fixe la valeur du rapport *n*, qui est celui de la tension de sortie U_1 à 100 Hz à la tension de sortie U_2 à 400 Hz. Le plus souvent, on adopte $n = 3$, ce qui signifie que le relèvement des graves à 100 Hz sera de 9,5 dB environ par rapport au niveau à 400 Hz. Plus exactement, cela veut dire que toutes les fréquences supérieures à 400 Hz seront atténuées de 9,5 dB par rapport au niveau à 100 Hz. Dans tout ce qui suit, il n'est question que de rapports *n* compris entre 2 et 3,5, ce qui correspond pratiquement à tous les cas qui peuvent se présenter.

Le rapport *n* étant choisi, on cherche la valeur de R_3, ou plutôt son ordre de grandeur, dans le tableau 7-1, où elle est indiquée en fonction du rapport *n* et de la valeur de la portion R_2 du potentiomètre.

Tableau 7-1

Valeur de la résistance R_3 en fonction du rapport *n* et de la valeur de R_2

Rapport n	Valeur de la résistance R_2 (ohms)					
	5000	10000	15000	20000	30000	50000
2	2200	4000	5500	7000	13000	20000
2,5	1100	2000	2900	4000	6000	10000
3	470	1000	1500	2000	3000	5000
3,5	190	400	650	950	1400	2000

Ensuite, en fonction de la valeur de R_3 retenue et en tenant compte de celle de R_2, on cherche l'ordre de grandeur de la capacité C_1 dans le tableau 7-2.

Un exemple nous fera comprendre immédiatement la façon de procéder. Soit un potentiomètre de 100 kΩ, avec une prise à 20 kΩ. Nous adoptons $n = 3$ et le tableau 7-1 nous donne $R_3 = 2\,000\ \Omega$, soit 2,2 kΩ, valeur standard. Le tableau 7-2 nous indique que, pour $R_3 = 2\,000\ \Omega$ et $R_2 = 20\,000\ \Omega$, la valeur de C_1 est de 120 nF.

On rencontre assez souvent des potentiomètres compensés à deux prises intermédiaires, comme le montre la figure 7-14. En règle générale, la résistance des deux sections R_2 est la même : $R_{2a} = R_{2b}$. Le calcul des éléments C_1 et R_3 se fait comme précédemment, en tenant compte de la résistance de la section R_{2b}. Pour les éléments C_2 et R_4, le calcul est toujours le même, mais en partant, pour R_2 de la valeur $R_{2a} + R_{2b}$.

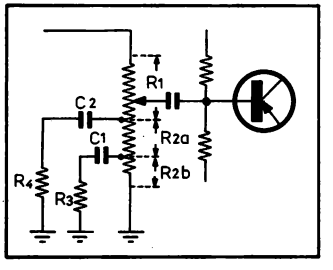


Fig. 7-14. — Potentiomètre à deux prises intermédiaires et deux circuits de correction.

Par exemple, si nous avons $R_{2a} = R_{2b} = 20$ kΩ, les éléments C_1 et R_3 auront la valeur calculée précédemment, tandis que pour C_2 et R_4 nous devrons procéder par approximation (largement suffisante dans la pratique, d'ailleurs), puisque les tableaux 7-1 et 7-2 n'ont pas de colonne pour $R_2 = 40\,000\,\Omega$. Ainsi, en adoptant toujours $n = 3$, on peut admettre que $R_3 = 4\,000\,\Omega$, ce qui, d'après le tableau 7-2, nous donne $C_3 = 60$ nF environ.

Le résultat obtenu par un potentiomètre compensé à une seule prise est illustré par la partie inférieure du graphique de la figure 7-8 qui se rapporte au potentiomètre de la figure 7-7. La courbe F correspond à la courbe B, c'est-à-dire au maximum de graves et

Tableau 7-2

Valeur du condensateur C_1 en fonction de celle des résistances R_2 et R_3

R_3	Valeur (en nF) de C_1 pour la résistance R_2 (en ohms) de :					
(Ω)	5000	10000	15000	20000	30000	50000
200	800	570	500	410	340	260
400	550	400	350	290	230	180
650	420	310	270	220	170	140
1000	320	240	200	180	140	110
1500	250	200	160	150	120	100
2000	200	150	135	120	100	80
3000	150	120	110	100	75	60
4000	125	100	90	80	65	55
5000	110	90	80	70	60	50
6000	100	80	70	60	50	40

N.-B. — Pour toutes les valeurs de R_3 supérieures à 6 000 Ω, la valeur de C_1 est comprise entre 70 et 30 nF.

d'aiguës, mais avec le potentiomètre R_2 à mi-course. La courbe G correspond au potentiomètre R_2 au quart de sa course. On constate, en regardant cette courbe, que le constructeur a adopté, apparemment, une valeur de n un peu plus élevée que 3, car le relèvement des graves entre 400 et 100 Hz dépasse le rapport 3, puisqu'il se situe vers 12 dB, ce qui correspond à $n = 4$.

Le petit relèvement des aiguës vers 6 — 7 kHz est dû au condensateur C_3.

RÉGULATEURS DE TONALITÉ PLUS « ÉLABORÉS »

Ces systèmes de commande séparée de graves et d'aiguës permettent généralement de relever ou d'atténuer ces fréquences de quelque 15 à 20 dB vers 50 Hz d'une part et 10 kHz de l'autre, soit une « excursion » globale de 20 à 40 dB à chaque extrémité du spectre sonore. Cependant, la possibilité de « relever » certaines fréquences de 20 dB signifie que le niveau moyen, le niveau « zéro », a été abaissé de 20 dB. En d'autres termes, un tel système introduit ce que l'on appelle une perte d'insertion de 20 dB, c'est-à-dire l'équivalent (dans l'autre sens) du gain apporté par un étage amplificateur. Dans ces conditions, à moins d'avoir affaire à un amplificateur présentant une réserve très importante de gain, il est nécessaire de prévoir un étage supplémentaire, ce qui est le cas le plus souvent.

Un système classique

C'est celui de la figure 7-15, très rouvent utilisé, que l'on place soit à l'entrée d'un amplificateur, après la commande de volume, soit entre deux étages comme sur le schéma, avec la commande de volume qui fait suite etc.

Le régulateur de tonalité à proprement parler, en négligeant les condensateurs de liaison C_4 et C_9, comprend la section « aiguës » R_5-C_5-C_6 et la section « graves » R_9-R_8-R_{10}-R_7-C_7 et C_8. Pour avoir un système « équilibré », il est important de respecter certaines relations entre les différents éléments de chaque section. Autrement dit, si pour telle ou telle raison on doit remplacer l'un des potentiomètres, R_5 ou R_9, et qu'on ne peut pas trouver la valeur d'origine, la valeur de tous les éléments qui s'y rapportent doit être modifiée : C_5 et C_6 si on change R_5; R_7, R_8, R_{10}, C_7 et C_8 si on remplace R_9.

Le calcul des éléments d'un circuit correcteur tel que celui de la figure 7-15 est compliqué et son développement ne sera certainement d'aucune utilité. Nous préférons résumer dans un tableau (7-3) la « composition » d'un certain nombre de circuits correcteurs de provenance diverse, et de le compléter par l'indication de quelques relations que l'on doit respecter entre certains éléments. On notera que la résistance R_{15} n'existe que sur un seul circuit (2) de tous ceux qui figurent dans le tableau et que sa valeur est de 390 kΩ.

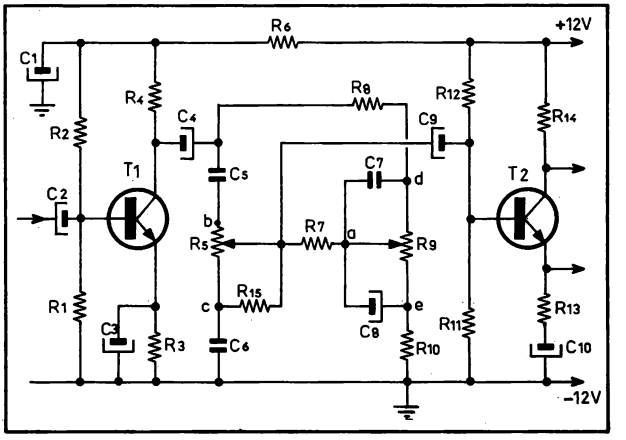


Fig. 7-15. — Schéma de principe d'un système de commande séparée de graves et d'aiguës.

Voici maintenant les principales relations que l'on observe généralement entre les différents éléments d'un système tel que celui de la figure 7-15.

1. La valeur des deux potentiomètres, R_5 et R_9 n'est pas obligatoirement la même, bien que les procédés de calcul généralement utilisés aboutissent à l'égalité des deux valeurs.

2. La valeur des potentiomètres R_5 et R_9 est choisie, dans une certaine mesure, en fonction de l'impédance des circuits qui précèdent et qui suivent le système de tonalité variable. Les impédances d'entrée et de sortie des étages à transistors, de valeur moyenne ou relativement faible en général, permettent d'adopter des valeurs de R_5 et R_9 comprises entre 47 et 100 kΩ le plus souvent.

3. On se fixe un certain coefficient m, que l'on pourrait appeler coefficient d'efficacité, puisque c'est de lui que dépendent le relèvement et l'atténuation des basses et des aiguës aux deux extrémités de la bande. Ce coefficient est généralement compris entre 5 et 10. Pour $m = 10$, le relèvement (ou l'atténuation) maximal est de 20 dB théoriquement. Pour $m = 5$ il est de 15 dB.

4. Toujours théoriquement, la valeur de R_7 est égale à celle de R_9 divisée par m, mais on adopte souvent une valeur inférieure.

5. On déterminera la valeur de C_6 d'après le tableau 7-4, en fonction de la valeur de R_7 et du coefficient m choisi : 10, 8 ou 5. A partir de là, la valeur de C_7 s'obtient en divisant celle de C_6 par m. Bien entendu, on choisira, pour les deux, une valeur standard se rapprochant le plus de la valeur calculée.

6. En choisissant, pour simplifier, la même valeur pour R_9 que pour R_5, on a immédiatement la valeur de R_8 et de R_{10} :

Tableau 7-3

Composition d'un certain nombre de régulateurs de tonalité conformes au schéma de la figure 7-15 et utilisés par des marques connues

Elément	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
R_4 (kΩ)	2,2			10	8,2	15	2,2	5,6	22	4,7	22	10	10	10
R_5 (kΩ)	100	2,2 MΩ	47	47	100	100	100	33	100	100	100	22	47	47
R_7 (kΩ)	4,7	22	3,3	2,7	8,2	10	4,7	3,3	4,7	5,6	10	1,5	8,2	4,7
R_8 (kΩ)	15	680	6,8	5,6	10	10	15	4,7	10	22	10	5,1	12	6,8
R_9 (kΩ)	330	2,2 MΩ	22	47	100	100	330	100	220	100	100	22	47	47
R_{10} (Ω)	1500	68 000	560	560	1000	1000	1500	1000	1000	900	1800	510	1000	820
C_4 (µF)	2,2			4,7	2,2	10	2,2	4,7	1	4,7	2,2	10	15	22
C_5 (pF)	2200	68	1000	3300	1000	1000	2200	6800	2200	1000	1200	4700	910	3300
C_6 (nF)	33	1	68	33	10	10	33	68	33	33	6,8	47	47	22
C_7 (nF)	22	0,47	10	22	22	22	22	100	33	5,6	2,2	10	22	22
C_8 (nF)	220	4,7	680	220	330	220	220	470	220	220	180	220	150	100
C_9 (µF)	0,47			2,2	2,2		0,47		1	0,15		10		
T_1	BC107G		BC109	AC151	AC151	AC 151	BC107	BC107B	BC149	BC107	BC108B	AC122	BC148B	BC149C
T_2	BC107G		CI	AC127	AC127	AC151	BC109C	BC149C	BC148	BC107B		AC122	BC149C	BC358

" Commentaires du tableau 7-3 de la page 230 "

2. L'ensemble de tonalité variable est placé à l'entrée, après la détection, d'où les valeurs élevées de résistances pour ne pas amortir cette dernière. La commande de volume est placée après la tonalité.

3. La tonalité est intercalée entre un BC109 et un circuit intégré SN 76023ND-07.

8. Le circuit de tonalité est attaqué par l'émetteur de T_1. La liaison avec T_2 se fait à travers un filtre passe-bas (1,2 kΩ-330 pF) suivi d'un 4,7 µF.

9. Attaqué par l'émetteur de T_1.

10. Une résistance de 22 kΩ est placée entre le point *a* et la masse.

13. Une résistance de 8,2 kΩ est placée entre R_5 et C_5. Le circuit de tonalité est suivi par la balance et le réglage de volume avant T_2.

14. Le circuit de tonalité est suivi par la balance et le réglage de volume avant T_2.

Tableau 7-4

Valeur du condensateur C_8 en fonction de celle de la résistance R_7 et du coefficient *m*

Résistance R_7 (kΩ)	Valeur de C_6 (en nF) pour le coefficient m de :		
	10	8	5
2	88	72	48
3	58,5	48	31,9
4	44	35,8	23,9
5	35	28,7	19,1
6	29,2	23,9	15,9
7	25	20,5	13,6
8	22	17,7	11,8
9	19,5	15,9	10,6
10	17,5	14,3	9,55

$$R_{10} = R_9/m^2 \quad \text{et} \quad R_8 = m \,.\, R_{10}.$$

Autrement dit, si $R_9 = 100$ kΩ et $m = 10$, on a $R_{10} = 1$ kΩ et $R_8 = 10$ kΩ.

7. Pour la valeur de C_8 on procède comme pour C_6, mais en fonction de la résistance R_{10} et, toujours, du coefficient *m*, en utilisant le tableau 7-5. Une fois la valeur de C_8 trouvée, on obtient celle de C_7 en divisant C_8 par *m*.

Tableau 7-5

Valeur du condensateur C_8 en fonction de celle de la résistance R_{10} et du coefficient *m*

Résistance R_{10} (Ω)	Valeur de C_8 (en nF) pour le coefficient m de :		
	10	8	5
1800	44	68	170
1500	53	82	204
1000	79	123	307
800	98	154	383
500	158	245	615

Les courbes de la figure 7-16 montrent les limites de relèvement ou d'atténuation des graves et des aiguës dans un système correcteur de tonalité tel que celui de la figure 7-15. Le maximum de graves et d'aiguës a lieu lorsque les curseurs des deux potentiomètres

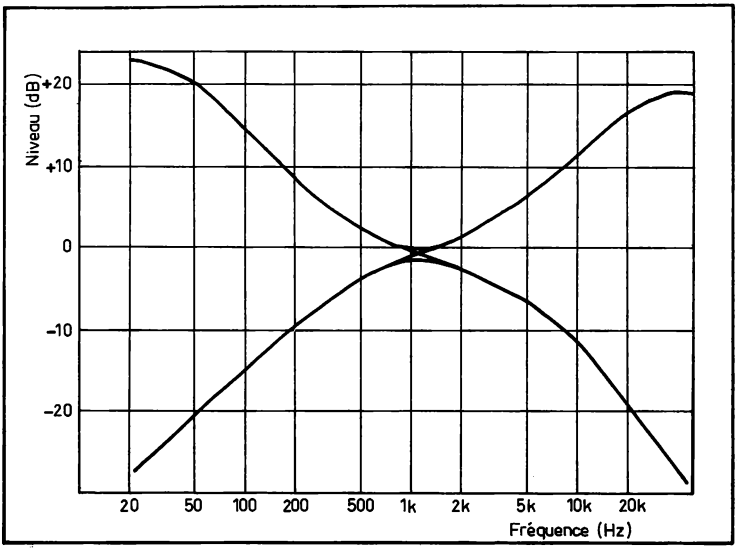


Fig. 7-16. — Allure moyenne des courbes illustant les possibilités de relèvement ou d'atténuation des graves et des aiguës d'un système de tonalité variable comme celui de la figure 7-15.

sont respectivement en *b* et en *d*, le minimum correspondant, évidemment, aux curseurs en *c* et en *e*. Toutes les allures intermédiaires de la courbe de réponse sont évidemment possibles et cette courbe devient sensiblement linéaire, au niveau 0 dB, dans un système bien « dimensionné », lorsque les curseurs des deux potentiomètres sont à peu près à mi-course.

Deux exemples de réalisation

Le premier exemple est celui de la figure 7-17 équipant un portable AM/FM d'une certaine classe *(Continental Edison)*. Le transistor T_1 est précédé d'un régulateur de volume

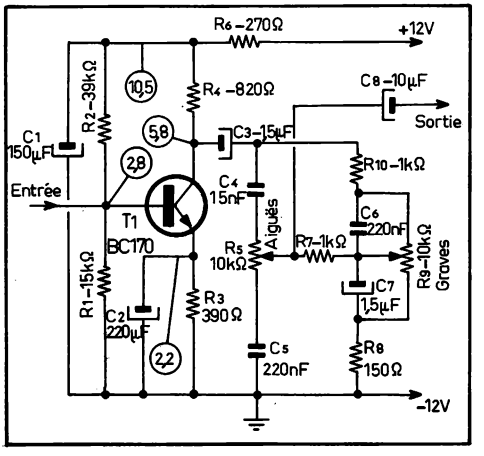


Fig. 7-17. — Exemple pratique d'un correcteur de tonalité intercalé entre l'étage d'entrée et le reste de l'amplificateur *(Continental Edison)*.

constitué par un potentiomètre de 10 kΩ compensé, qui reçoit directement le signal détecté. Le système correcteur de tonalité débouche sur un étage préamplificateur (BC170) suivi d'un driver et d'un étage de sortie à paire complémentaire. Le courant d'émetteur du transistor T_1 est de 5,6 mA. On remarquera la valeur inhabituellement faible des potentiomètres R_5 et R_9 avec, comme conséquence, la valeur également faible de toutes les résistances, et élevée de tous les condensateurs du système correcteur de tonalité. D'ailleurs, l'ensemble du schéma de la figure 7-17 s'intercale au point *a* de la figure 6-63. En d'autres termes, si on renonce au système correcteur, on peut supprimer un étage d'amplification.

Le deuxième exemple est celui de la figure 7-18, qui représente les deux étages préamplificateurs faisant partie du canal droit d'une chaîne Hi-Fi stéréo *Radiola* et précédant l'amplificateur de puissance (20 W) du schéma de la figure 6-53. Le contact A est normalement

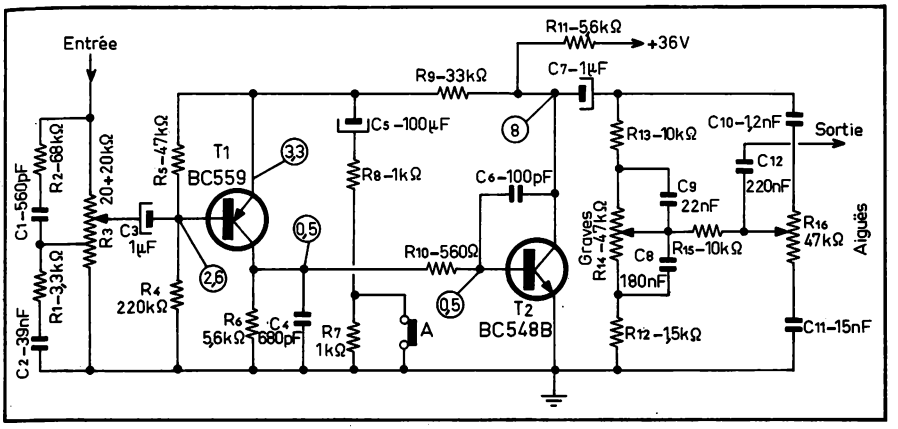


Fig. 7-18. — Un autre exemple d'un correcteur de tonalité placé entre un préamplificateur à deux étages et un amplificateur de grande puissance (20 W) *(Radiola).*

fermé et ne s'ouvre qu'en position P.U. et reproduction de bandes. On remarquera que le potentiomètre de volume R_3 est à double correction : circuit R_1-C_2 pour relever les graves; circuit C_1-R_2 pour les aiguës. Le principe de la « correction » des aiguës est le même que celui des graves : on calcule C_1 et R_2 de façon que l'impédance du circuit constitué par la section supérieure de R_3 avec C_1 et R_2 en parallèle soit un certain nombre de fois *plus faible* aux fréquences élevées (p. ex. 10 kHz) que vers 2-3 kHz.

Correcteurs de tonalité du type Baxandall

Une version de ce circuit de tonalité variable, par réglage séparé des graves et des aiguës, est représentée dans la figure 7-19 et on y remarque plusieurs particularités.

1. L'attaque du circuit correcteur, qui comprend les potentiomètres R_6 (pour les graves) et R_9 (pour les aiguës), ainsi que tous les éléments associés, se fait à basse impédance (presque toujours), à partir d'un étage collecteur commun, ce qui offre l'avantage d'avoir une résistance d'entrée élevée.

2. Un correcteur de tonalité du type Baxandall est, en réalité, un circuit de contre-réaction sélective, car la tension de sortie du transistor T_2 est appliquée aux deux branches à impédance variable de l'ensemble correcteur et se retrouve finalement aux bornes de R_3 dans le circuit d'émetteur de T_1.

3. Le niveau maximal de relèvement ou d'atténuation des basses et des aiguës de ce système est tout à fait comparable à ce qui a été représenté dans la figure 7-16.

Les trois schémas de la figure 7-20 représentent quelques variantes du circuit correcteur de la figure 7-19. En *a*, contrairement à ce que l'on voit presque toujours, l'attaque

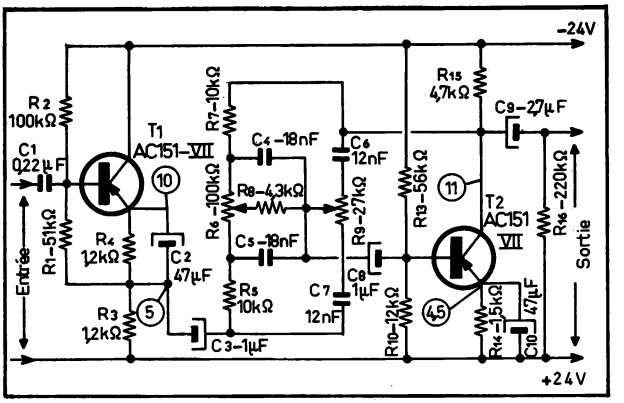


Fig. 7-19. — Schéma à peu près classique d'un correcteur de tonalité du type Baxandall.

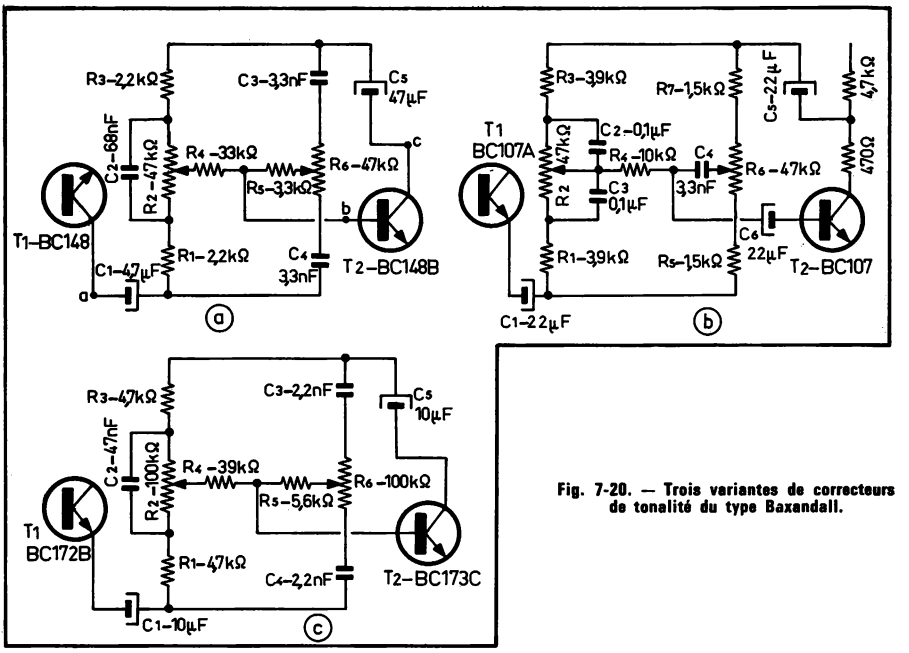


Fig. 7-20. — Trois variantes de correcteurs de tonalité du type Baxandall.

du circuit se fait à partir du collecteur du transistor qui le précède. Dans le schéma *b* les condensateurs de la branche « aiguës » ont été remplacés par des résistances (R_5 et R_7), mais un condensateur (C_4) a été introduit dans la liaison entre les deux curseurs. Enfin, le schéma *c*, aux valeurs près, est pratiquement identique au schéma *a*, mais il est attaqué par l'émetteur du transistor qui le précède.

Comme le système correcteur de tonalité dont il a été question plus haut, le circuit Baxandall introduit une « perte d'insertion », équivalente, en gros, au gain d'un étage. Par exemple, dans le cas des montages de la figure 7-20*a*, on trouve 75 mV environ au point *a*, mais 0,7 mV seulement sur la base de T_2, au point *b*. Le gain de ce dernier étage rétablit en *c* une tension de 70 mV.

Pour clore ce bref aperçu des circuits de tonalité variable du type Baxandall ou dérivés, nous reproduisons, dans la figure 7-21, le schéma des trois premiers étages d'un électrophone stéréo *Continental Edison*. Les transistors équipant ce préamplificateur sont du type

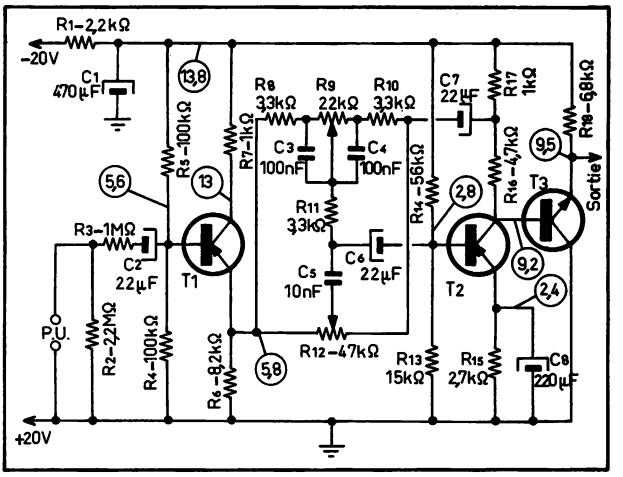


Fig. 7-21. — Trois premiers étages d'un préamplificateur stéréo (canal droit) comportant un correcteur de tonalité du type Baxandall *(Continental Edison).*

2N4125 pour T_1 et T_2, et AC181 pour T_3. Ce dernier est suivi d'un potentiomètre régulateur de volume, d'un étage préamplificateur utilisant un AC181, d'un driver AC180 et d'un étage de puissance (3,5 W) à paire complémentaire : AC180K-AC181K. Le pick-up (tête de lecture cristal) attaque directement l'étage d'entrée T_1. On remarquera que les étages T_1 et T_3 sont des « collecteur commun » utilisés en tant qu'adaptateur d'impédance et n'apportant, par conséquent, aucun gain.

PRÉAMPLIFICATEURS-CORRECTEURS

Tout ensemble de reproduction de disques, s'il veut justifier tant soit peu l'appellation « Hi-Fi » qui lui est accolée automatiquement, doit être équipé d'un préamplificateur-correcteur permettant l'utilisation d'une tête de lecture soit magnétique, soit à cristal (piézo).

Pourquoi un préamplificateur-correcteur?

Rappelons brièvement que les disques microsillons, à cause des procédés de gravure employés, possèdent une caractéristique de fréquence bien définie. On peut dire en gros, sans entrer dans les détails, que l'on trouvera facilement dans la littérature consacrée à l'enregistrement, qu'un disque donne peu de basses et beaucoup d'aiguës, la caractéristique d'enregistrement étant continuellement ascendante, entre −17 dB à 50 Hz et quelque +14 dB à 10 000 Hz, *grosso modo*.

Il en résulte que l'on doit, à la reproduction, faire le contraire, c'est-à-dire favoriser les basses et atténuer les aiguës. Mais alors interviennent les caractéristiques particulières des têtes magnétiques d'une part, et des têtes piézo d'autre part, ce qui oblige, pour bien faire, à avoir deux entrées distinctes pour ces deux types de pick-up.

Le problème consiste, dans les deux cas, à compenser, à l'aide de circuits correcteurs appropriés, les caractéristiques de fréquence particulières à la gravure des disques, et celles qui sont propres à chaque type de tête de lecture, de façon à obtenir à la sortie une « réponse » sensiblement linéaire, quitte à la modeler ensuite suivant les besoins particuliers de l'écoute, la correction « physiologique » nécessaire et le goût de chacun.

Une tête de lecture magnétique présente généralement une courbe de réponse assez linéaire, avec parfois une résonance plus ou moins marquée vers les fréquences élevées et un petit affaiblissement des fréquences basses. L'essentiel de la correction consistera donc à relever les graves et, accessoirement, à « raboter » un peu les aiguës.

Une tête de lecture piézo se comporte tout autrement. Tout d'abord, elle est à haute impédance, ce qui oblige à prévoir, à l'entrée correspondante, une adaptation plus ou moins efficace entre cette impédance élevée et celle, généralement plus basse, de l'étage d'entrée. Ensuite, la sortie d'une tête piézo est généralement assez riche en basses, mais présente également une résonance vers les fréquences élevées, entre 7 et 10 kHz à peu près. Il est donc nécessaire de prévoir une correction adéquate.

A titre d'illustration la courbe de la figure 7-22 correspond à la correction, à la reproduction, des disques microsillons (courbe standard R.I.A.A.).

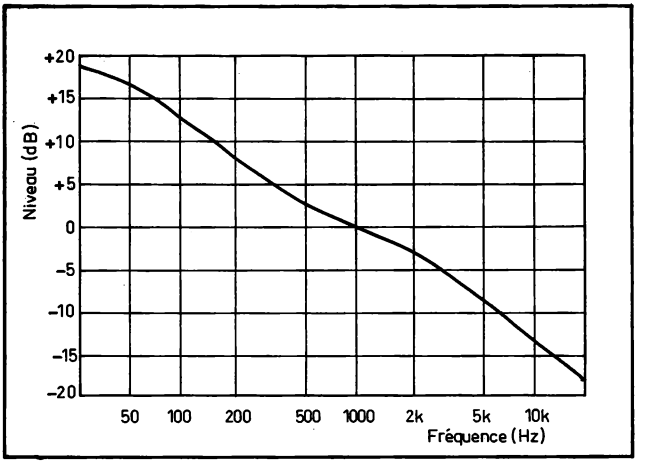


Fig. 7-22. — Courbe de correction, à la reproduction, des disques microsillons (standard R.I.A.A.).

Enfin, il ne faut pas perdre de vue que le niveau de sortie d'une tête de lecture cristal est, en règle générale, beaucoup plus élevé que celui d'une tête magnétique. En d'autres termes, la sensibilité de l'entrée « piézo » peut être nettement plus faible que celle de l'entrée « magnétique », dans un rapport (en tension) qui peut être de l'ordre de 60 à 100. Dans les préamplificateurs-correcteurs l'adaptation de l'entrée à tel ou tel type de tête de lecture se fait généralement par une commutation de certains éléments correcteurs.

Un préamplificateur-correcteur très simple

Ce préamplificateur, dont seul l'étage d'entrée est représenté dans la figure 7-23, est destiné, en principe, à adapter n'importe quel amplificateur B.F. à n'importe quel pick-up, magnétique ou piézo. En particulier, il permettra, bien souvent, d'élargir les possibilités de la partie B.F. d'un récepteur utilisée pour la reproduction de disques. Il pourra, également, constituer un maillon intermédiaire entre un tuner et un amplificateur.

Le transistor T_1 de la figure 7-23 est suivi d'un correcteur de tonalité Baxandall, pratiquement identique à celui de la figure 7-21, mais attaqué directement par le collecteur de T_1, suivi lui-même d'un étage amplificateur également identique, à quelques petites différences de valeurs près, à celui de la figure 7-21. La polarisation de base du T_1 ($-2{,}3$ V) est prélevée sur la cathode du deuxième transistor.

La correction, pour l'entrée P.U.1, est réalisée par le circuit de contre-réaction C_4-R_7-R_6-C_3, les deux premiers éléments déterminant un taux plus élevé aux fréquences élevées (donc relèvement des basses) et les deux derniers (R_6-C_3) faisant le contraire.

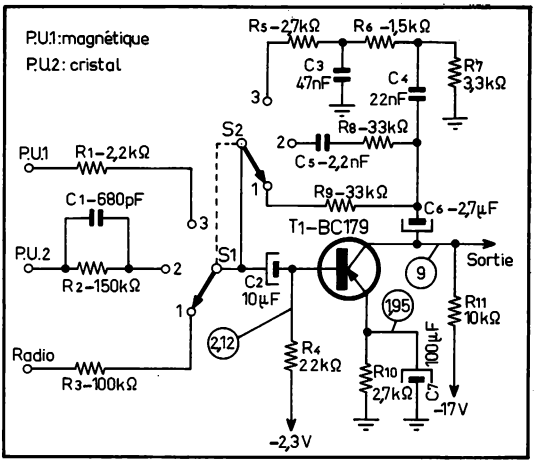


Fig. 7-23. — Un préamplificateur-correcteur très simple à un seul étage, suivi normalement d'un correcteur de tonalité du type Baxandall ou analogue.

Pour l'entrée P.U.2, c'est-à-dire pour la tête de lecture piézo, à haute impédance, on est obligé d'intercaler, en série, une résistance telle que R_2 pour mieux adapter l'impédance élevée du pick-up à la résistance d'entrée assez faible de l'étage d'entrée.

Quant à l'entrée « Radio », elle ne comporte aucune correction en fréquence, mais uniquement une contre-réaction apériodique par R_9.

La sensibilité d'un préamplificateur peut être définie par la tension qu'il faut appliquer à l'une des prises d'entrée pour avoir à la sortie une tension maximale sans distorsion, c'est-à-dire sans écrêtage ni déformation visibles à l'oscilloscope. Les chiffres varient, évidemment, d'une entrée à l'autre et peuvent être résumés comme suit pour le préamplificateur de la figure 7-23 (2 étages) :

Pour la prise P.U.1, la tension d'entrée maximale admissible est de l'ordre de 600 mV. La tension de sortie est alors de 2,4 V environ. Ces chiffres sont valables à 1 000 Hz;

Pour la prise P.U.2, la tension maximale d'entrée est nettement plus élevée (toujours à 1 000 Hz) et atteint 2,4 V pour 2,1 V à la sortie;

Enfin, pour la prise « Radio », il faut appliquer envrion 3 V à l'entrée (à 1 000 Hz) pour obtenir 2,5 V à la sortie, à la limite d'écrêtage.

Il est évident que, du fait du relèvement des graves et des aiguës, les tensions d'entrée doivent être considérablement plus réduites vers 50 Hz et 10 000 Hz, par exemple, la tension de sortie non déformée oscillant entre 1,85 et 2,8 V.

Quelques exemples de préamplificateurs-correcteurs

Le premier est celui de la figure 7-24, faisant partie d'une chaîne Hi-Fi stéréo *ITT-Schaub-Lorenz* de 2 × 20 W. Ce préamplificateur n'est utilisé que pour les deux entrées P.U., les entrées « Magnétophone » (lecteur de bandes) et radio se faisant directement sur l'étage qui suit le préamplificateur, et qui constitue l'entrée d'un amplificateur assez remarquable dont nous avons déjà reproduit certaines sections.

En tête, il y a un « émetteur commun » (BC172B) suivi d'un filtre « rumble » commutable, de la balance et du potentiomètre de volume à compensation commutable, en ce sens qu'une touche marquée « Linéaire » permet de supprimer les circuits de correction aussi bien pour les basses que pour les aiguës. Vient ensuite un autre « émetteur commun » (BC172B), à liaison directe avec un « collecteur commun » (BC172B) qui attaque un correcteur de tonalité Baxandall, celui de la figure 7-20*c*, après lequel on trouve l'amplificateur de puissance de la figure 6-55.

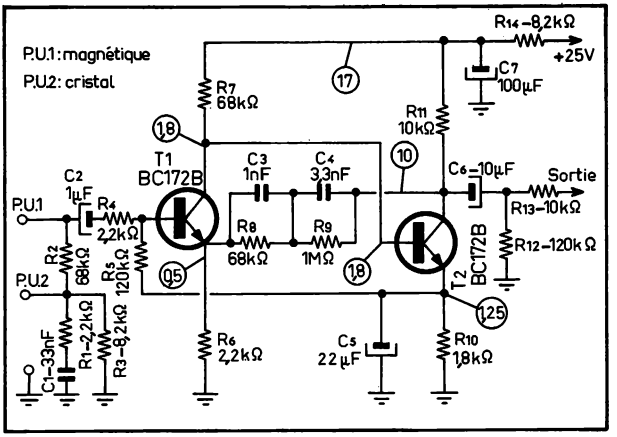


Fig. 7-24. — Un préamplificateur-correcteur à deux entrées, pour P.U. magnétique ou cristal *(ITT)*.

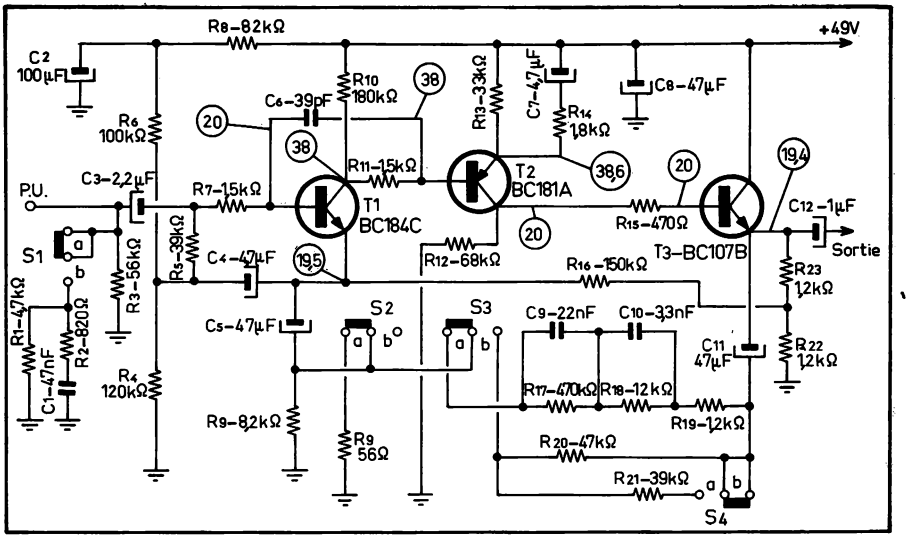


Fig. 7-25. — Un préamplificateur-correcteur à trois transistors, pour P.U., magnétophone et radio *(Grundig)*.

Le préamplificateur-correcteur de la figure 7-25 fait partie d'une chaîne Hi-Fi stéréo *Grundig*, avec tuner AM/FM, décodeur stéréo, bien entendu, etc. Ce schéma est assez caractéristique de la technique *Grundig* et, pour cette raison, intéressant.

L'entrée « Magnétophone » (non représentée sur le schéma) est, en même temps, une entrée « universelle », car le signal qui lui est appliqué peut être appliqué également après le préamplificateur si la fiche est connectée en conséquence. Le signal « Radio », AM ou FM, passe par le préamplificateur dont le circuit de contre-réaction est alors commuté en conséquence.

Les différentes commutations indiquées sur le schéma de la figure 7-25 se présentent comme suit :

S_1 — Commutation de l'entrée P.U. : magnétique en position *a*; cristal en position *b*. La sensibilité qui en résulte (pour 20 W à la sortie) est de 3 mV pour une tête de lecture magnétique et de 200 mV pour une « cristal »;

S_2-S_3 — Commutation actionnée en enfonçant la touche P.U. et représentée dans cette position : le circuit de contre-réaction sélective est en place : R_9-R_{17}-R_{18}-R_{19}-C_9-C_{10}. Pour toutes les autres positions du clavier, les contacts S_2 et S_3 restent en position *b*, ce qui laisse en circuit uniquement la contre-réaction apériodique par R_{20};

S_4 — Ce contact vient en position *a* lorsqu'on enfonce la touche « Magnétophone », ce qui modifie le taux de contre-réaction apériodique.

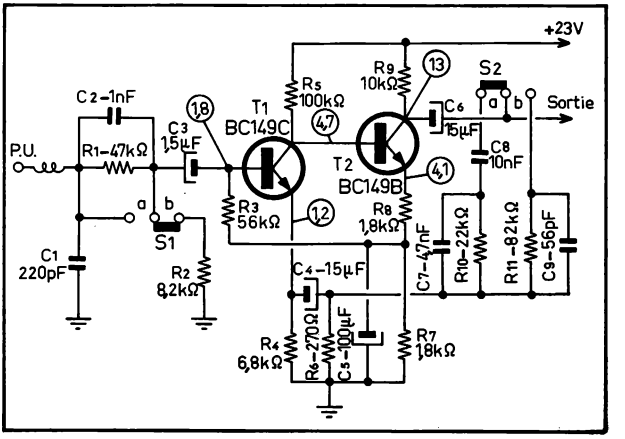


Fig. 7-26. — Un préamplificateur-correcteur pour P.U., magnétophone, radio et microphone *(Schneider)*.

Enfin, le schéma de la figure 7-26 représente un préamplificateur-correcteur emprunté à une chaîne Hi-Fi stéréo *Schneider*, et qui est utilisé pour l'entrée P.U., la radio, le magnétophone et le microphone. Les commutations représentées sur le schéma permettent l'adaptation de l'entrée P.U. à une tête de lecture magnétique (S_1 en *a*) ou une « cristal » (S_1 en *b*) et aussi la modification du taux de contre-réaction, par S_2 : P.U. en *a*; radio en *b*. Ce préamplificateur est suivi par un correcteur de tonalité du type représenté dans la figure 7-15, par le réglage de balance, le potentiomètre de volume et l'amplificateur de puissance dont le schéma est celui de la figure 6-52 (2×10 W).

La sensibilité de cet amplificateur, c'est-à-dire la tension B.F. qu'il faut appliquer à l'entrée du schéma de la figure 7-26 pour obtenir la puissance maximale, est : 10 mV pour un P.U. magnétique; 150 mV pour un « cristal »; 6 mV pour un microphone.

AMPLIFICATION F.I. ET DÉTECTION EN AM ET EN FM SYSTÈMES D'ANTIFADING (C.A.G.)

AMPLIFICATEURS F.I.

L'évolution des amplificateurs F.I. pour récepteurs à transistors a suivi celle des semiconducteurs eux-mêmes, dont les performances en fréquence, par exemple, étaient très quelconques il y a seulement une vingtaine d'années, au début de la commercialisation des récepteurs à transistors, ce qui obligeait les constructeurs à faire appel à des solutions complètement abandonnés aujourd'hui, telles que les montages à base commune, notamment.

Amplificateurs « monofréquence »

Ils équipent les récepteurs prévus uniquement pour les gammes AM, c'est-à-dire G.O., P.O. et, parfois, une ou plusieurs gammes O.C. La fréquence d'accord des circuits F.I. varie d'un constructeur à l'autre, mais se situe presque toujours entre 450 et 480 kHz.

Le schéma de la figure 8-1 représente l'amplificateur F.I. d'un petit récepteur auto *Grundig* ne recevant que les gammes P.O. et G.O. Un système de C.A.G. tout à fait classique, utilisant la composante continue du signal détecté par D_2, agit sur la base du tran-

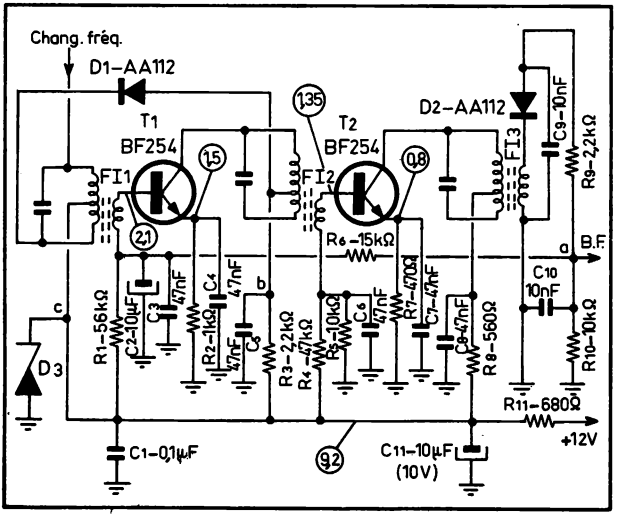


Fig. 8-1. — Amplificateur F.I., à deux étages, d'un récepteur AM *(Grundig)*.

sistor T_1 à travers R_6. Lorsqu'un signal arrive, la tension de C.A.G. tend à rendre cette base moins positive, car la tension continue qui apparaît dans le circuit de détection est telle que le point *a* devient, à cause du sens de branchement de la diode, d'autant plus négatif par rapport à la masse que l'amplitude du signal reçu est plus grande.

Le courant de collecteur de T_1 diminue, ce qui provoque une réduction du gain de l'étage, mais, en même temps, la chute de tension dans R_3 devient plus faible et la tension en *b* devient plus positive par rapport à la masse et ce rapproche de celle qui existe en *c*. Autrement dit, la tension aux bornes de la diode D_2 diminue, entraînant une diminution de sa résistance interne, qui amortit le primaire du transformateur FI1, élargissant sa courbe de réponse et compensant, par ce moyen, la variation de la capacité d'entrée du T_1 sous l'effet de la C.A.G. et le désaccord qui en résulte.

On remarquera encore, sur le schéma de la figure 8-1, la diode Zener D_3, dont la tension de stabilisation nominale doit être de 9,1 V : ZF9,1, ZP9,1, BZY88-C9V1, BZX46-C9V1, etc.

En ce qui concerne les transistors, en dehors des types indiqués, on peut utiliser, dans cet amplificateur (ou un autre, analogue) des modèles tels que BF194, BF364, BF184, BF494, etc.

L'amplificateur F.I. de la figure 8-2 appartient à un petit portable *Grundig*, qui utilise une diode Zener D_2 à faible tension de stabilisation nominale (2,1 V), afin de fixer la polarisation de base du transistor changeur de fréquence (sortie *a*) et aussi, indirectement, la tension de repos des bases des transistors T_1 et T_2. En réalité, la diode D_2 est montée dans le sens direct, contrairement aux diodes Zener normales. Cette façon de faire est propre aux diodes prévues pour stabiliser de très faibles tensions, de 0,65 à 2,2 V à peu près : BZX75-C2V1 ou BZ102-2V1 dans le cas de la figure 8-2.

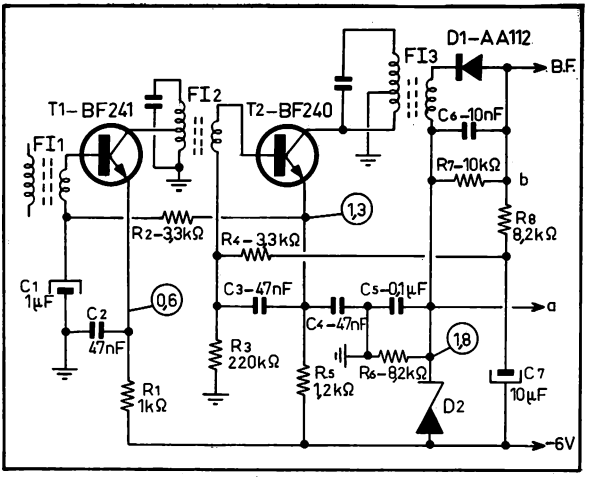


Fig. 8-2. — Un amplificateur, également à deux étages, d'un petit portable P.O.-G.O. *(Grundig).*

Le fonctionnement de la C.A.G. de cet amplificateur est un peu particulier. En effet, à l'arrivée d'un signal, le courant prenant naissance dans le circuit de détection tend à rendre le point *b* moins positif que le point *a*. Cette variation est transmise par R_8 et R_4 à la base de T_2 qui devient moins positive par rapport à l'émetteur, ce qui diminue le courant de ce dernier et, par conséquent, la tension que l'on y trouve en l'absence de tout signal (1,3 V). Il en résulte que la base de T_1 devient également moins positive par rapport à son émetteur dont le courant diminue et entraîne une diminution du gain de l'étage. A noter que les transistors du schéma de la figure 8-2 peuvent être remplacés par des BF335 ou B455 pour BF241 et BF334, BF274 ou BF454 pour BF240.

Il est à noter que la diode de stabilisation D_2 permet de compenser dans une large mesure la baisse de la tension d'alimentation résultant du vieillissement des piles et de la diminution de la sensibilité du changeur de fréquence et des étages F.I. qui en résulte.

En effet, si la tension d'alimentation baisse, la chute de tension sur R_6 diminue, mais la résistance propre de la diode D_2 augmente, de sorte que la tension au point *a* ne varie que très peu, du moins jusqu'à ce que la tension de la batterie ne soit devenue vraiment trop faible.

Quelques variantes et montages particuliers

Les variantes que l'on trouve dans les schémas d'amplificateurs F.I., et qui portent sur la structure des éléments de liaison, sur le système de C.A.G., etc. sont innombrables, et il ne peut être question d'en faire une revue complète. Il peut être utile, néanmoins, d'en signaler les principales.

Amplificateurs F.I. neutrodynés

Tout transistor présente une capacité non négligeable collecteur-base, capacité qui, dans certaines conditions d'impédance des circuits d'entrée et de sortie, tend à provoquer l'accrochage, c'est-à-dire transforme un étage amplificateur en oscillateur.

Cette tendance se manifeste d'autant plus facilement que la capacité collecteur-base est plus importante et que la fréquence de travail est plus élevée. Les transistors utilisés actuellement pour l'amplification F.I., du genre BF194, BF167 et similaires ont une capacité collecteur-base très réduite, située souvent entre 0,1 et 0,3 pF. Mais il n'en était pas de même dans les transistors germanium (AF117, AF114, SFT319 et autres), très largement utilisés dans les amplificateurs F.I. avant la commercialisation massive des « silicium » H.F., car leur capacité collecteur-base était souvent supérieure à 1,5 pF en moyenne et dépassait 3 pF pour certains échantillons.

Neutrodyner un étage F.I. consiste à réaliser un circuit en pont, dont fait partie la capacité « nuisible » C_{bc} et une capacité dite de neutrodynage C_n qu'on ajoute. Lorsque ce pont est en équilibre, le circuit d'entrée et celui de sortie, qui occupent, chacun, l'une des diagonales, n'ont aucune influence l'un sur l'autre, ce qui exclut toute tendance à l'accrochage.

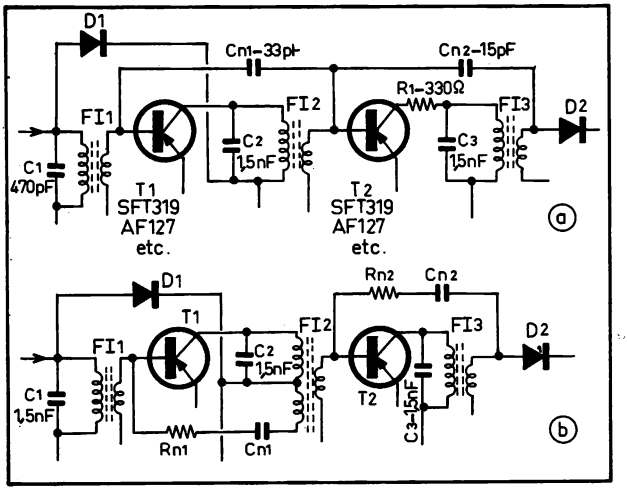


Fig. 8-3. — Emplacement habituel des éléments de neutrodynage sur un amplificateur F.I.

Cependant, il faut penser que la capacité C_{bc} d'un transistor est soumise à la même dispersion de valeurs que les autres caractéristiques, et que la valeur de C_n choisie pour équilibrer un étage n'est valable, en toute rigueur, que pour un certain transistor. Si, pour telle ou telle raison, on doit remplacer ce dernier, le neutrodynage est à refaire, en principe. Autrement dit, il faut retoucher la valeur de C_n.

Les deux schémas de la figure 8-3 montrent l'emplacement des condensateurs de neutrodynage dans les amplificateurs qui en sont pourvus. Dans le cas de la figure 8-3*b*,

le circuit de neutrodynage aboutit à un enroulement spécial du transformateur de liaison FI2. On voit souvent des résistances en série avec les condensateurs C_n, qui sont parfois constitués par des ajustables, ce qui permet de mieux faire face à un remplacement éventuel d'un transistor. La valeur des résistances R_{n1} et R_{n2} est, le plus souvent comprise entre 200 et 500 ohms.

Une valeur incorrecte d'un circuit de neutrodynage se traduit par une déformation plus ou moins prononcée de la courbe de réponse F.I. d'un étage observée à l'oscilloscope, les trois courbes de la figure 8-4 nous donnant une idée sur cette déformation. En *a* on voit une courbe normale, tandis qu'en *b* on trouve celle qui correspond à un étage « sous-neutrodyné » (valeur trop faible des condensateurs C_n ou trop élevée des résistances R_n). Enfin, la courbe *c* correspond à un étage « surneutrodyné » (C_n trop élevé ou R_n trop faible).

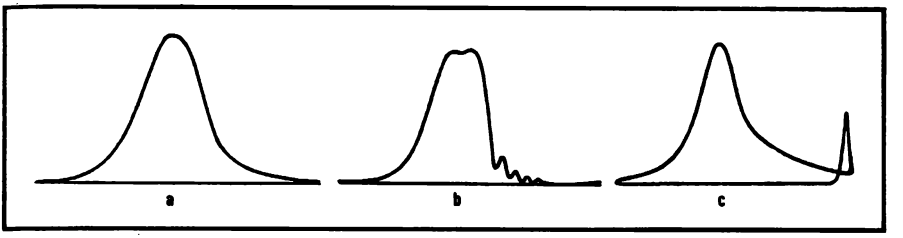


Fig. 8-4. — Déformation de la courbe de réponse d'un étage F.I. lorsque le neutrodynage est insuffisant (*b*) ou excessif (*c*) En *a*, courbe normale.

Cependant, il est important de souligner que les amplificateurs F.I. actuels, équipés de transistors silicium et fonctionnant sur des fréquences de l'ordre de 460 kHz, n'ont pas besoin de neutrodynage, comme on peut d'ailleurs le constater en examinant les schémas des figures 8-1 et 8-2. Il n'en est pas de même lorsqu'il s'agit d'amplificateurs F.I. fonctionnant sur 10,7 MHz, ce qui est le cas des récepteurs AM/FM en position FM.

Amplificateurs F.I. à liaison RC

Ce montage assez curieux a été emprunté à un récepteur de fabrication U.R.S.S. (fig. 8-5). A la sortie du changeur de fréquence T_1 on trouve un filtre à trois cellules (L_1-L_2-L_3-L_4-L_5), qui constitue un élément à « sélectivité concentrée », puisqu'à lui seul il assure un affaiblissement de 26 dB par rapport au canal voisin. La bande transmise par ce filtre est de 8 kHz au niveau −6 dB.

La sortie du filtre attaque le premier étage amplificateur F.I. (T_2), dont la liaison avec le deuxième étage (T_3) est à résistances-capacité (R_6-C_{12}-R_7).

A la sortie de T_3, on trouve un transformateur (L_6-L_7) attaquant un détecteur diode tout à fait normal. La composante continue apparaissant dans le circuit du détecteur lors de la réception d'un signal est amenée, après filtrage par R_{13}-C_{10}, à la base de T_2, dont le potentiel devient, de ce fait, d'autant moins négatif que l'amplitude du signal reçu est plus grande. Pour réduire les distorsions dues à la détection, la diode reçoit une polarisation négative par la chute de tension déterminée dans R_{11} par le courant d'émetteur de T_3.

La diode D_2 a une tension de stabilisation de l'ordre de 1,5 V et son action se fait sentir aussi bien lorsque la tension d'alimentation varie que lors des fluctuations de la température, car lorsque cette dernière augmente, la résistance propre de la diode diminue un peu.

A titre de curiosité, signalons que le filtre placé entre T_1 et T_2 est constitué par trois pots fermés de 8,6 mm de diamètre. Les circuits accordés L_2-L_3-L_4 ont, chacun, une inductance de 260 μH $\pm$ 10 % et comportent 96 spires en fil divisé de 5 $\times$ 0,06. Les enroulements de couplage L_1 et L_5 ont, respectivement, 20 et 12 spires en fil de 0,1 mm.

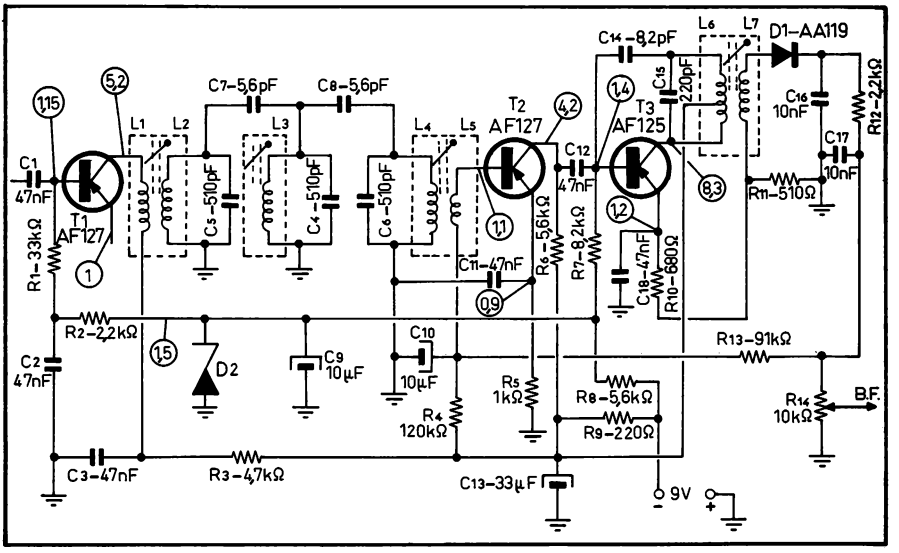


Fig. 8.5. — Schéma d'un amplificateur F.I. à liaison RC entre le premier et le deuxième étage

Amplificateurs F.I. à un seul étage

Il est très rare, pour ne pas dire exceptionnel, de trouver des amplificateurs F.I. à trois étages, mais on rencontre maintenant assez souvent des récepteurs où l'amplificateur F.I. ne comprend qu'un seul étage, solution rendue possible par les performances des transistors utilisés actuellement, dont le gain est le plus souvent très élevé. Bien entendu, on est obligé dans ce cas, pour assurer au récepteur une sélectivité suffisante, de prévoir une liaison à sélectivité « renforcée » entre le changeur de fréquence et le transistor F.I.

Le premier exemple de ce type de montage est celui de la figure 8-6, emprunté à un petit récepteur *Schneider*, ne comportant que 5 transistors en tout et alimenté avec une pile type « lampe de poche » de 4,5 V. La fréquence intermédiaire est de 455 kHz et on voit sur le schéma un filtre F.I. à deux cellules entre T_1 et T_2. Le reste est tout à fait classique, avec un système de C.A.G. utilisant la composante continue de détection filtrée par R_3-C_2 et appliquée à la base de T_2. La résistance de charge de détection est constituée par le potentiomètre de volume de 4,7 kΩ non représenté sur le schéma.

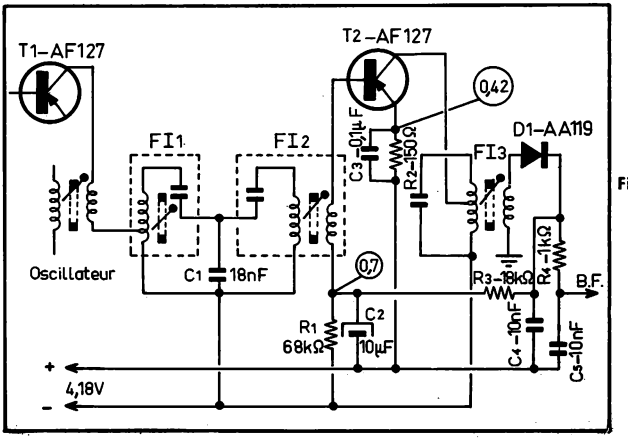


Fig. 8-6. — Schéma d'un amplificateur F.I. à un seul étage *(Schneider)*.

Un autre exemple est celui de la figure 8-7 *(Radiola)*, faisant partie d'un récepteur à 6 transistors, dont 4 pour l'amplificateur B.F. Malgré son amplificateur F.I. réduit à un seul étage, ce récepteur que nous avons eu l'occasion d'essayer pendant longtemps, possède une sensibilité assez étonnante.

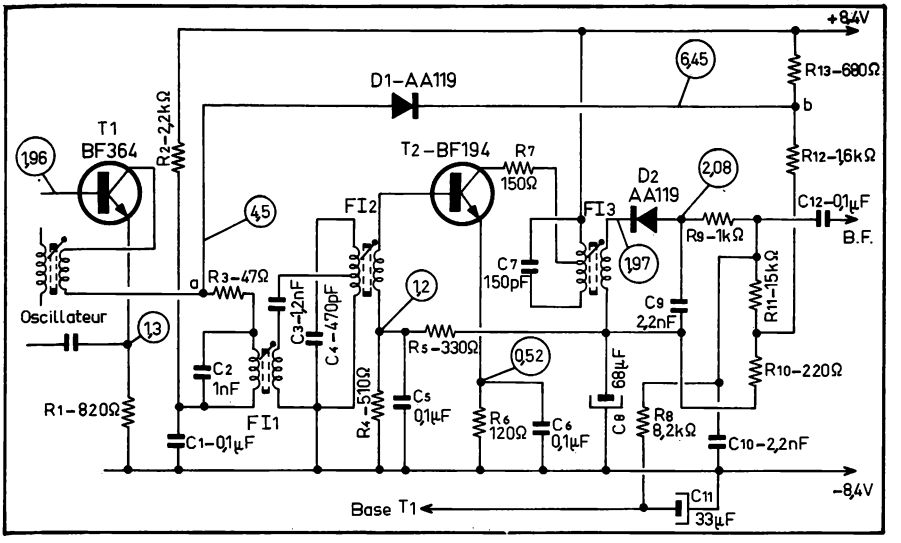


Fig. 8-7. — Un autre schéma d'amplificateur F.I. à un seul étage *(Radiola)*.

Le circuit de C.A.G. de ce récepteur comporte une diode d'amortissement (D_1) qui, comme on peut le voir, peut être rendue conductrice lorsque la tension au point *a* devient égale à celle qui existe en *b*. Comme la C.A.G. agit également sur la base de T_1, par le circuit R_8-C_{11}, le courant de collecteur de T_1 diminue à l'arrivée d'un signal et d'autant plus que l'amplitude de ce signal est plus grande. Donc, la chute de tension dans R_2 diminue et la tension en *a* augmente.

Amplificateurs « bifréquence »

Le schéma de la figure 8-8 représente la structure à peu près classique d'un amplificateur F.I. mixte, c'est-à-dire destiné à amplifier, suivant la gamme sur laquelle est commuté le récepteur, soit un signal sur une fréquence de l'ordre de 460 kHz, en AM, soit celui sur 10,7 MHz, en FM.

Les amplificateurs de ce type des différents récepteurs se distinguent surtout par la commutation adoptée pour passer de FM en AM et inversement, et aussi par le nombre d'étages rèservés à l'amplification F.I. en FM. Nous allons passer brièvement en revue les différentes variantes que l'on peut rencontrer dans la pratique.

En ce qui concerne le schéma de la figure 8-8, le transistor T_1 fonctionne en changeur de fréquence, oscillateur-mélangeur, en position AM, et si on suit les circuits dans cette position, on voit que l'ensemble ne diffère en rien de la partie correspondante d'un récepteur AM. Le fait que certains enroulements des éléments de liaison FM se trouvent en série avec les enroulements AM n'a aucune importance, car leur impédance est pratiquement négligeable par rapport à celle des circuits AM.

Lorsqu'on passe en position FM, la sortie du tuner FM se trouve connectée, à travers C_4, à la base de T_1 qui, en revanche, se trouve déconnecté des bobinages de l'oscillateur AM et se transforme, de ce fait, en amplificateur F.I. sur 10,7 MHz, avec l'élément de liaison FM2 dans son circuit de collecteur. Il en résulte qu'en FM l'amplificateur F.I. est à trois étages.

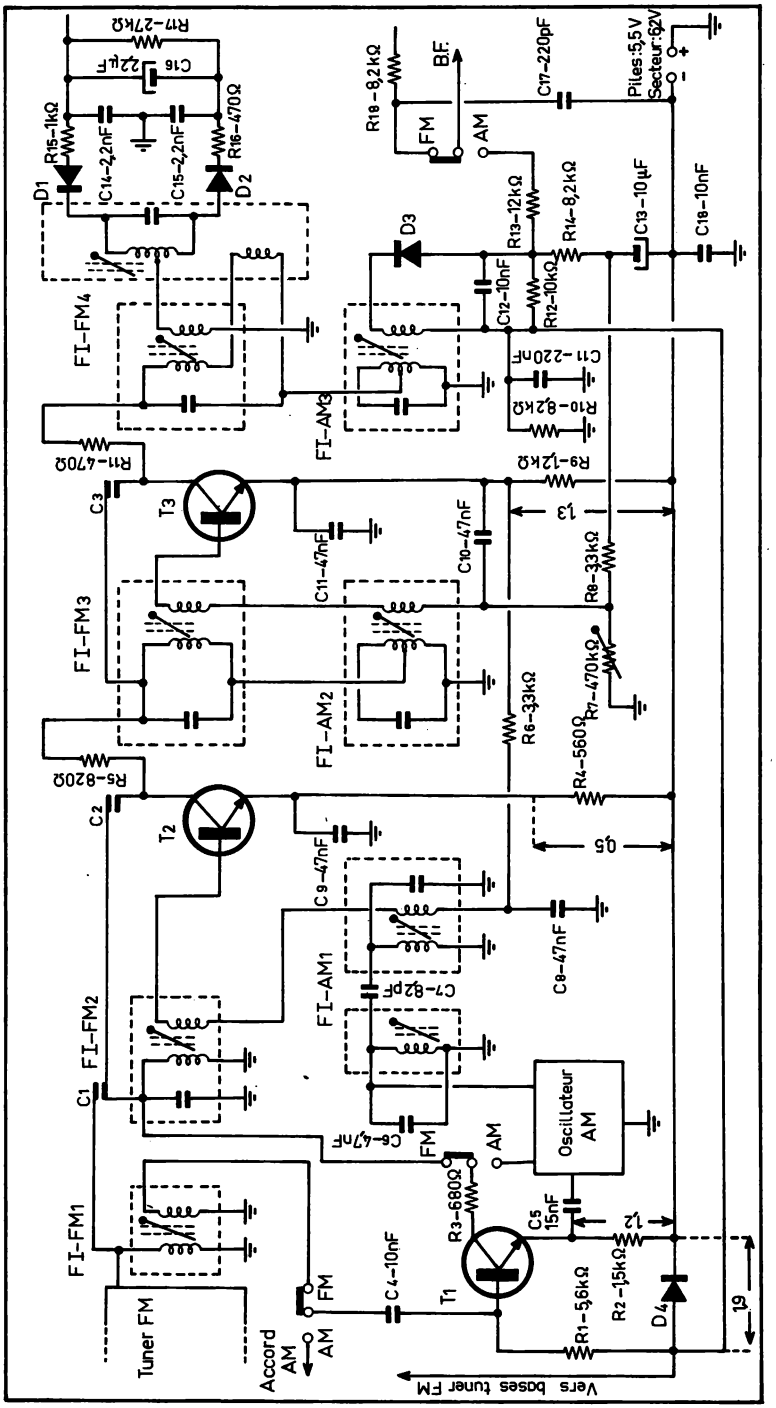


Fig. 8-8. — Schéma d'un amplificateur F.I. mixte, AM/FM, de conception assez courante *(Grundig)*.

Lorsque le changement de fréquence se fait, en AM, par deux transistors, oscillateur et mélangeur, c'est ce dernier qui devient, par une commutation appropriée, amplificateur F.I. en FM.

On voit parfois des récepteurs où existe un troisième étage amplificateur F.I. en FM, indépendant du « canal » AM, et aussi des montages curieux avec trois étages F.I. en FM et un seul en AM. Enfin, on peut rencontrer des récepteurs à changement de fréquence par deux transistors avec, derrière, trois étages d'amplification F.I. Comme en FM le mélangeur fonctionne en amplificateur F.I., on a, finalement, trois étages F.I. en AM et quatre en FM.

En ce qui concerne les transistors utilisés, on trouve, dans la série germanium, c'est-à-dire sur des récepteurs déjà « anciens », des AF134, AF131, AF137, AF126, AF201, etc. Sur des récepteurs plus récents, comme celui de la figure 8-8, les transistors utilisés sont en général des séries BF241, BF335, BF167, BF196, BF195, BF198, BF240, BF195, etc.

Les diodes D_1, D_2 et D_3 sont des AA112, AA119, AA143, etc.

Enfin, la diode D_4 est prévue pour stabiliser de faibles tensions, de l'ordre de 2 V, et doit être choisie parmi les types tels que BZ102-2V1, BZX75-C2V1, etc. Elle stabilise le régime des transistors F.I. et de ceux du tuner FM en ce sens qu'elle le rend beaucoup plus indépendant des fluctuations de la tension d'alimentation : usure des piles, variations du secteur, etc.

Le réglage de la polarisation de repos des étages F.I., T_2 et T_3, important en AM pour le fonctionnement correct de la C.A.G., se fait à l'aide de la résistance ajustable R_7 que l'on règle pour obtenir une chute de tension de 1,3 V exactement aux bornes de la résistance R_9. On s'assure, par la même occasion, que la chute de tension est normale sur R_4 et sur R_2.

Les trois étages F.I. en FM sont neutrodynés à l'aide de très faibles capacités, C_1-C_2-C_3, réalisées directement sur le circuit imprimé, et qui ne sont efficaces que sur 10,7 MHz.

Amplificateurs F.I. utilisant des transistors en base commune

A une certaine époque, et pas tellement lointaine, les caractéristiques en fréquence des transistors germanium laissaient à désirer aux fréquences de l'ordre de 10,7 MHz et certains constructeurs préféraient adopter, en FM, les montages amplificateurs à base commune, offrant certains avantages que nous ne pouvons pas analyser ici. Cette technique a donné naissance à des amplificateurs F.I. hybrides, avec les transistors utilisés en base commune en FM et en émetteur commun en AM, avec de multiples variantes en ce sens que, dans certains amplificateurs, on trouvait un mélange de transistors utilisés seulement en émetteur commun et de « base commune-émetteur commun ».

Le schéma de la figure 8-9 montre un exemple d'un amplificateur F.I., sinon panaché du moins fonctionnant en émetteur commun en AM et en base commune en FM. Nous allons analyser rapidement ses particularités, car aucune vérification sérieuse n'est possible si l'on ne sait pas à quoi sert tel ou tel élément et en quoi sa valeur peut être importante.

Fonction AM. — Le transistor T_1 assure le changement de fréquence en G.O., P.O. et O.C., et dans son circuit de collecteur on trouve le premier transformateur F.I. accordé sur 455 ou 460 kHz (L_4-L_5-L_6), ainsi que le circuit de réaction de l'oscillateur AM (en pointillé). Ce dernier est parfois court-circuité en FM, mais dans le cas de la figure 8-9, cette précaution est inutile, car le primaire L_1 du transformateur F.I. retourne à la masse en FM.

Dans ce genre de montages, le court-circuit, en position AM, du primaire L_1-C_1 est nécessaire, car ce circuit, accordé sur 10,7 MHz, constituerait, en O.C., un filtre d'arrêt pour une bande de fréquences centrée sur 10,7 MHz.

Le premier transistor F.I. (T_2) est attaqué sur sa base à l'aide d'un diviseur de tension capacitif C_5-C_6 shuntant le secondaire L_5. On voit aussi cette attaque réalisée à partir d'une prise sur le secondaire L_5.

La base du T_2 reçoit au repos une polarisation négative (par rapport au « plus ») grâce au diviseur de tension R_{14} (shuntée par la diode OA160)-R_{15}-R_{11}-R_4. Mais on voit immé-

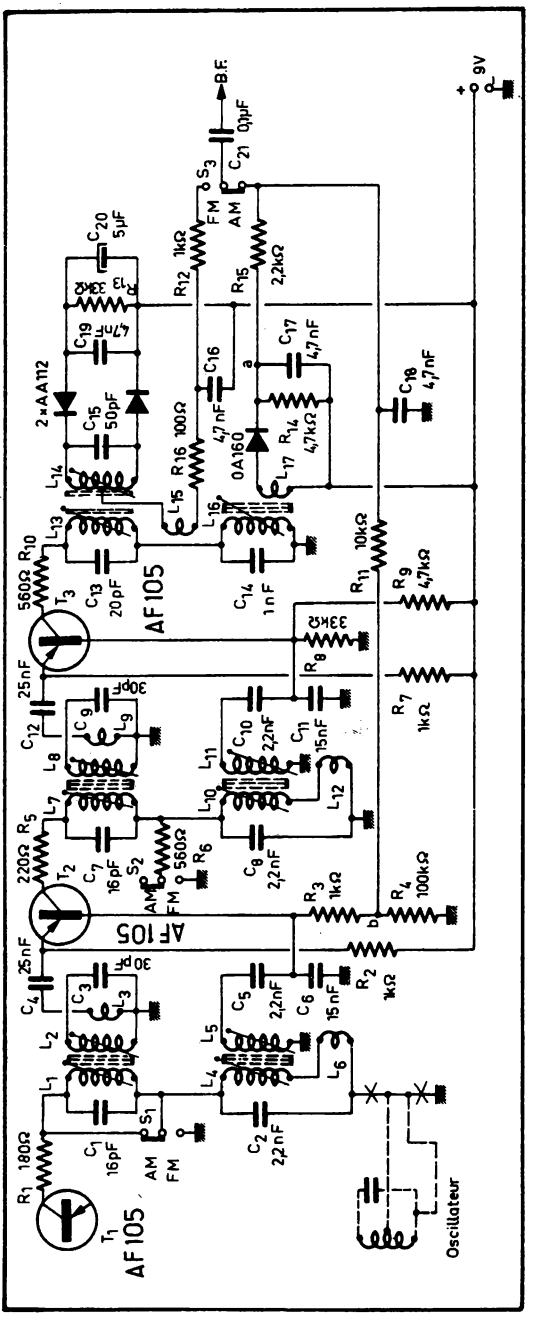


Fig. 8-9. — Schéma d'ensemble assez classique d'un amplificateur F.I. mixte, AM/FM, suivi d'un détecteur de rapport et d'un détecteur AM, les deux transistors étant utilisés en base commune en FM et en émetteur commun en AM

diatement qu'à l'arrivée d'un signal, une tension positive apparaît en *a*, d'autant plus élevée que le signal est plus intense, et qui se trouve appliquée à la base du T_2, réalisant ainsi une commande automatique de gain (C.A.G.). La tension en *a* devenant suffisamment positive, le courant à travers R_{15}-R_{11}-R_4 augmente et la chute de tension aux bornes de cette résistance devient plus importante. En d'autres termes, le point *b* (c'est-à-dire la base de T_2) devient moins négatif par rapport au « plus » et par rapport à l'émetteur, ce qui provoque une diminution du gain. L'émetteur se trouve découplé par C_4. Le fait que ce condensateur est en série avec l'enroulement de couplage L_3 n'a aucune importance en AM, l'impédance de ce bobinage étant négligeable aux fréquences de l'ordre de 460 kHz.

L'amplificateur de la figure 8-9 ne comporte aucun système de neutrodynage, bien qu'il fût le plus souvent prévu sur les amplificateurs dont les transistors étaient montés en émetteur commun. Ici, la valeur relativement élevée des capacités d'accord des circuits F.I. en AM permet d'obtenir une stabilité suffisante sans faire appel au neutrodynage.

Le deuxième étage F.I. a une structure tout à fait analogue, avec cette différence que la base y est polarisée d'une façon fixe pour le diviseur de tension R_8-R_9.

Fonction FM. — Les deux transistors travaillent en base commune et sont attaqués à partir des secondaires L_2 et L_8 à l'aide d'enroulements de couplage L_3 et L_9 respectivement, dont l'impédance, à 10,7 MHz, devient appréciable. Les trois inverseurs, S_1, S_2 et S_3 se trouvent, évidemment, en position FM.

Les résistances R_1, R_5 et R_{10}, en série avec les trois collecteurs, sont prévues pour réduire l'influence de la capacité dynamique de collecteur (capacité de sortie) sur l'accord des circuits F.I. Or, les variations de cette capacité sont d'autant plus importantes que les variations de tension (alternative) sur le collecteur sont plus grandes. Cela explique que dans les étages où l'amplitude de la tension amplifiée est déjà élevée, on est obligé de prévoir une valeur plus grande pour la résistance en série avec le collecteur, comme on peut le voir sur la figure 8-9.

L'amplificateur F.I. (FM) débouche sur un détecteur de rapport, dont la structure est la même que dans n'importe quel récepteur (diodes AA112).

Amplificateurs F.I. à circuits intégrés

Les circuits intégrés pour l'amplification F.I. en AM ou en FM, ou les deux, existent chez tous les fabricants de semiconducteurs, et les notes d'application publiées nous donnent tous les détails sur leur utilisation pratique. Mais on doit constater que les réalisations commerciales faisant appel à ces circuits sont relativement rares, et certains modèles lancés sur le marché il y a trois ou quatre ans n'ont pas eu de suite.

A vrai dire, cela se comprend. Un circuit intégré B.F. est assez largement utilisé, car il prend très peu de place et ne demande qu'un nombre réduit de composants extérieurs Par contre, un circuit intégré F.I., qu'il soit AM, FM ou mixte, exige tout l'équipement périphérique : bobinages F.I. de liaison et de sortie, détecteurs, condensateurs etc. On ne gagne pas grand-chose sur l'encombrement et on aboutit probablement à un prix de revient plus élevé, car les transistors « discrets » actuels pour l'amplification H.F. ou V.H.F. ne coûtent pas cher.

Les deux exemples que nous allons analyser ci-après sont tirés de récepteurs qui ont figuré récemment ou figurent encore sur le marché français et ils sont assez représentatifs de ce que l'on trouve dans ce domaine, mis à part les décodeurs stéréo « intégrés », qui constituent un chapitre à part.

Le premier exemple est celui de la figure 8-10, emprunté à un récepteur auto *ITT*, qui se compose donc, en dehors du schéma de la figure 8-10, d'un tuner FM normal à deux transistors, d'une section AM comprenant un transistor changeur de fréquence et deux transistors amplificateurs F.I., et d'un amplificateur B.F. formé par un circuit intégré TBA641B11.

Le schéma de la figure 8-10 comprend : le transformateur FI1 accordé sur 10,7 MHz et constituant l'élément de sortie du tuner FM; un transistor amplificateur T_1, à la sortie duquel se trouve un filtre céramique accordé sur 10,7 MHz et qui représente l'élément à

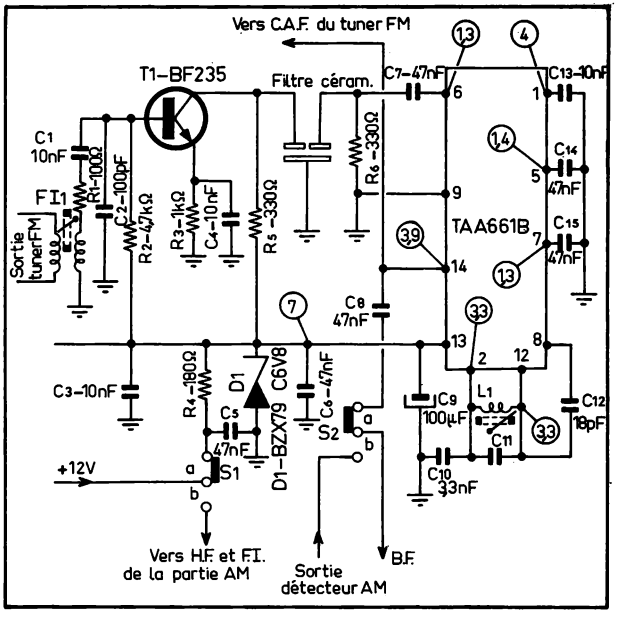


Fig. 8-10. — Un exemple d'utilisation d'un circuit intégré pour l'amplification F.I. et la démodulation en FM *(ITT).*

« sélectivité concentrée » de l'amplificateur F.I. en FM Le circuit intégré lui-même comprend les éléments amplificateurs et limiteurs, un démodulateur en quadrature et un étage préamplificateur B.F. à la sortie. Un seul bobinage, L_1, accordé sur 10,7 MHz, doit y être ajouté et le nombre de composants extérieurs est très réduit étant donné la multiplicité de fonctions remplies par ce circuit.

L'alimentation de ce dernier se fait en tension stabilisée à 7 V à l'aide de la diode Zener D_1. Les deux inverseurs, S_1 et S_2 sont représentés en position FM.

Il est à remarquer qu'un schéma presque identique a été utilisé par *Sonolor* pour un récepteur portable alimenté par piles (9 V). La résistance R_4 est de 150 Ω dans ce cas.

Le second exemple est celui de la figure 8-11, qui représente, à peu de choses près, la totalité d'un récepteur portable *Philips*, car il n'y manque que le tuner FM (2 transistors), les bobinages d'accord P.O.-G.O. et leur commutation, les éléments d'accord et de commutation de l'oscillateur P.O.-G.O. et les circuits correcteurs du potentiomètre compensé R_{15}, qui comporte une prise à 20 kΩ.

Il en résulte que le circuit intégré TBA570 remplit les fonctions suivantes : changement de fréquence et amplification F.I. en AM, détection AM, amplification F.I. en FM, préamplification B.F., driver pour l'étage de sortie T_2-T_3.

En AM, la sélectivité de l'amplificateur F.I. (452 kHz) est assurée par un filtre céramique K et par l'ensemble FI2-FI3. En FM, il y a d'abord un transformateur à la sortie du tuner FM, puis FI1 et, enfin, le filtre FI4-FI5 précédant le détecteur de rapport.

Les tensions que l'on doit mesurer en différents points de ce montage varient d'une façon très sensible suivant que l'on se trouve en AM ou en FM. Pour ne pas surcharger le dessin, nous avons jugé préférable de résumer ces tensions dans un tableau (8-1).

La tension disponible au point A (inverseur S_1) en position FM est stabilisée et sert pour polariser les bases du tuner FM et celle du transistor T_1.

Localisation des pannes dans un amplificateur F.I.

La vérification « statique » d'un amplificateur F.I., AM seulement ou mixte, se fait par la mesure des tensions, surtout celles d'émetteur et de base de chaque étage. Comme

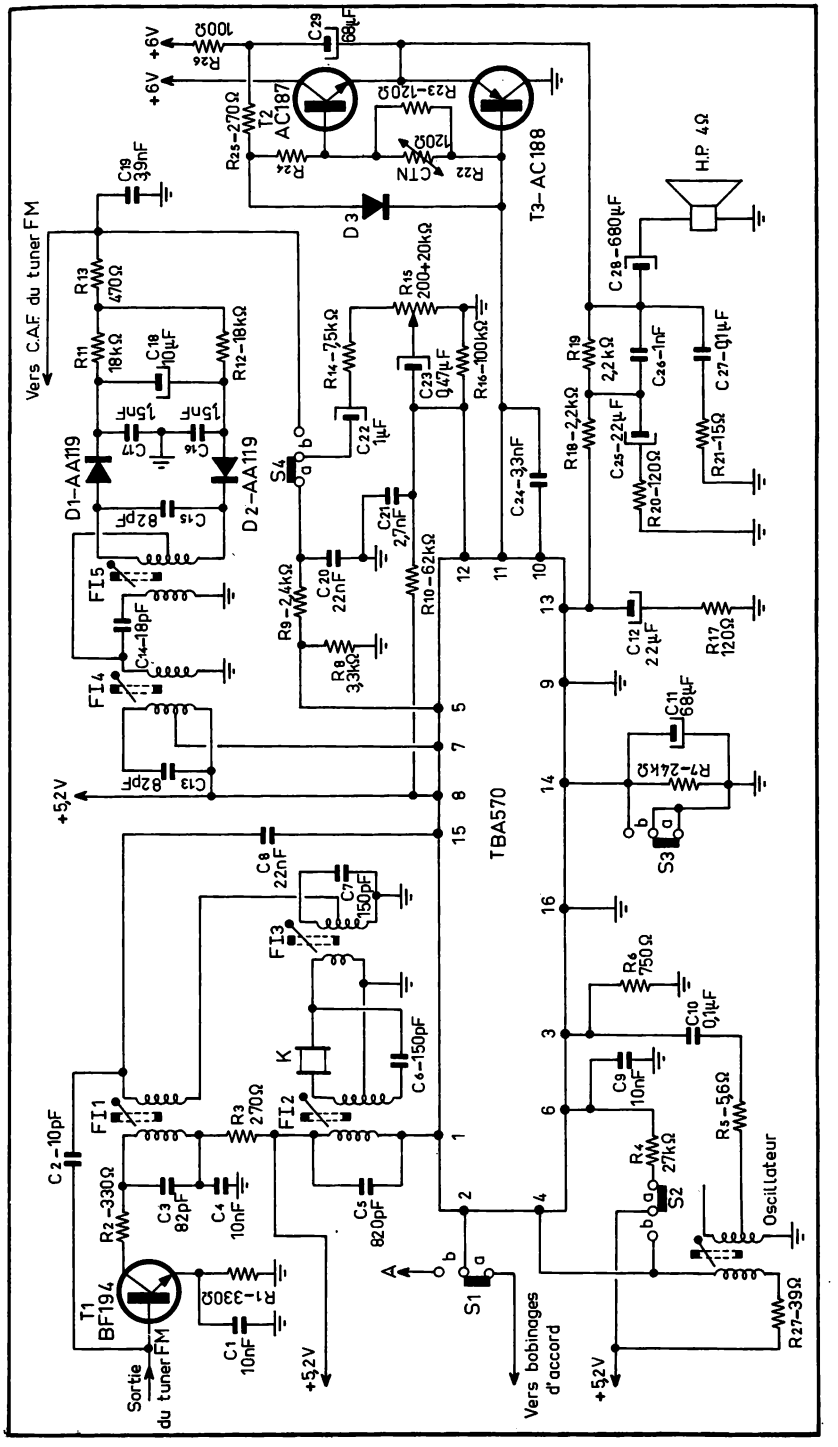


Fig. 8-11. — Un exemple d'utilisation d'un circuit intégré représentant un récepteur AM pratiquement complet (sauf l'étage de sortie), ainsi que l'amplificateur F.I. en FM *(Philips)*.

plus haut, toutes ces tensions seront relevées par rapport au « plus », c'est-à-dire le plus souvent, par rapport à la base de la résistance qui se trouve dans le circuit d'émetteur, que le transistor fonctionne en base commune ou en émetteur commun.

Lorsqu'on a des indications précises sur les tensions normales que l'on doit trouver, il suffit de s'y conformer, la plage de tolérance étant en moyenne de ± 25 %, sauf pour certains dispositifs spéciaux, sur lesquels le constructeur attire toujours l'attention : certaines tensions de polarisation stabilisées, etc.

Lorsqu'on ne possède aucune documentation, on peut néanmoins procéder à une vérification sommaire en ayant présentes à l'esprit quelques « vérités premières » :

1. La plupart des transistors F.I. fonctionnent normalement avec un courant d'émetteur de 1 à 1,5 mA (sans signal);

2. La différence de potentiel entre la base et l'émetteur se situe généralement entre 0,15 et 0,25 V lorsqu'il s'agit d'un transistor germanium, la base étant négative par rapport à l'émetteur (pour un *p-n-p*) et positive pour un *n-p-n*. Lorsqu'il s'agit d'un transistor silicium, la différence de potentiel entre la base et l'émetteur est en règle générale plus élevée : 0,5 à 0,6 V.

Tableau 8-1

Tensions en AM et en FM en différents points du schéma de la figure 8-11

Point de mesure		Tension (V) AM	FM	Point de mesure		Tension (V) AM	FM
CI	1	5,2	5	CI	14	0,4	0
	2	1,5	1,4		15	0,7	0,7
	3	0,8	0,75		16	Masse	
	4	5,2	5	T_1	b	0	1,3
	5	0,4	0,4		e	0	0,55
	6	3,9	2,3		c	0	4
	7	5,6	5,4	T_2	b	3,5	3,5
	8	5,2	5		e	3,2	3,2
	9	Masse			c	6	6
	10	0,75	0,75	T_3	b	3,1	3,1
	11	3,1	3,1		e	3,2	3,2
	12	3,2	3,2		c	Masse	
	13	3,2	3,2				

Limites des valeurs normales

Nous allons prendre comme « exemple » le schéma de la figure 8-9 et indiquer quelques limites entre lesquelles peut varier la valeur de certains éléments, ainsi que les conséquences d'une valeur beaucoup trop élevée ou beaucoup trop faible. Il est facile de transposer ces indications sur d'autres schémas d'amplificateurs F.I.

Résistances série des circuits de collecteurs R_1, R_5 et R_{10}. Peuvent varier entre 100 et 600 Ω pour R_1, 150 à 600 Ω pour R_5 et 300 à 700 Ω pour R_{10}. Si valeur trop élevée:

perte de sensibilité et dégradation de la sélectivité. Si valeur trop faible : désaccord du circuit F.I. correspondant par influence de la capacité dynamique de collecteur.

Résistances d'émetteur, R_2 et R_7. Peuvent varier de 0,5 à 3 kΩ pour R_2 et de 0,5 à 2 kΩ pour R_7. Si valeur trop élevée : polarisation négative de la base correspondante trop faible, d'où perte de sensibilité. Si valeur trop faible : base du transistor trop négative, courant de collecteur trop élevé et danger de surcharge pour le transistor.

Résistance R_3. Valeur relativement peu critique, pouvant varier sans inconvénient, entre 0,5 et 5 kΩ. Si cette valeur est beaucoup trop élevée, la base du T_2 tend à devenir plus positive.

Résistance R_4 Peut varier de 30 kΩ à 150 kΩ. Si elle est beaucoup trop élevée, la base devient trop positive et le gain de l'étage diminue. Si elle est beaucoup trop faible, la base devient trop négative, d'où un courant de collecteur excessif et danger de surcharge pour le transistor.

Résistance R_6. Amortit L_{10} en position FM. Valeur pouvant varier de 100 à 800 Ω et qui n'est nullement critique.

Résistance R_8. Peut varier de 15 à 50 kΩ. Son rôle est le même que celui de R_7 : perte de sensibilité si valeur trop élevée; danger de surcharge du transistor si valeur trop faible.

Résistance R_9. Peut varier de 3 à 10 kΩ. Son action s'exerce évidemment en sens contraire de celle de R_8 : perte de sensibilité si valeur trop faible; danger de surcharge du transistor si valeur trop élevée.

Résistance R_{11}. Peut varier de 5 à 20 kΩ. Si trop élevée : base du T_2 devient plus négative, donc danger de surcharge pour le transistor; si trop faible : la base devient plus positive et le gain de l'étage T_2 diminue.

Résistance R_{12}. Valeur peu critique, pouvant varier de 0,5 à 5 kΩ. Une diminution de sensibilité en FM peut être constatée seulement si la valeur de cette résistance devient vraiment excessive. N'existe pas sur tous les montages.

Résistance R_{13}. Constitue la charge du détecteur de rapport. Valeur pouvant varier de 10 à 50 kΩ. Si valeur trop élevée : détecteur de rapport plus sensible, mais moins protégé contre la modulation en amplitude. Si valeur trop faible : protection contre la modulation en amplitude meilleure, mais détecteur moins sensible.

Résistance R_{14}. Constitue la charge du détecteur AM. Valeur pouvant varier de 2 à 10 kΩ. La constante de temps du circuit de détection est proportionnelle à la valeur de cette résistance et aussi à celle de C_{17}.

Résistance R_{15}. Découplage du circuit détecteur AM. Valeur peu critique, pouvant varier sans inconvénient de 1 à 5 kΩ. Si valeur vraiment beaucoup trop élevée, diminution de la sensibilité de la voie AM.

Résistance R_{16}. Peut varier entre 100 et 1 000 Ω. Si valeur trop élevée : atténuation excessive des aiguës. Si valeur trop faible : atténuation insuffisante des aiguës et infiltration des résidus H.F. vers la B.F.

La valeur de toutes les capacités en parallèle sur les différents enroulements FM et AM est importante pour l'accord correct de ces circuits. Chaque fois que cet accord se révèle impossible à l'aide du noyau, il convient de vérifier l'état et la valeur de la capacité correspondante.

En ce qui concerne les condensateurs de liaison C_4 et C_{12}, leur valeur n'est pas critique en soi et peut varier de 10 à 50 nF. Si cette valeur est trop élevée, l'inductance propre du condensateur peut devenir gênante. Si cette valeur est trop faible, le découplage de l'émetteur correspondant peut devenir insuffisant en AM.

Condensateur C_{18}. Filtrage du circuit de C.A.G. Valeur pouvant varier de 1 à 10 nF. Si valeur trop élevée : atténuation excessive des fréquences B.F. élevées. Si valeur trop faible : découplage insuffisant du circuit de C.A.G.

Condensateur C_{19}. Valeur pouvant varier de 0,5 à 10 nF. Le seul inconvénient d'une valeur trop élevée serait, éventuellement, une inductance propre trop importante. Une valeur trop faible ne permet pas de court-circuiter d'une façon suffisamment efficace le résidu de la H.F.

Condensateur C_{20}. Sa valeur peut varier de 2 à 10 µF. Si cette valeur est trop élevée, la constante de temps pour la limitation est trop importante.

Quelques conseils pour mesurer les tensions

Nous avons dit plus haut que les transistors amplificateurs F.I. fonctionnaient le plus souvent avec un courant d'émetteur compris entre 1 et 1,5 mA. D'après nos « statistiques » personnelles et des mesures effectuées sur plusieurs dizaines de récepteurs de tous types, nous pouvons préciser en plus ce qui suit :

1. Lorsqu'il s'agit de trois transistors d'un récepteur AM classique (T_1 = changeur de fréquence; T_2 et T_3 = amplificateurs F.I.), c'est le premier, T_1, qui accuse habituellement un courant d'émetteur le plus faible, assez souvent nettement inférieur à 1 mA (valeurs minimales mesurées : 0,42 à 0,55 mA);

2. Le plus souvent c'est le dernier transistor F.I. qui présente un courant d'émetteur le plus élevé, mais nous n'en avons jamais mesuré supérieur à 2 mA. Il n'est pas rare que ce courant demeure inférieur à 1 mA : 0,9 à 0,95 mA.

La façon la plus sûre de déterminer le courant d'émetteur d'un transistor est de mesurer la chute de tension sur la résistance d'émetteur R_e (fig. 8-12) et de diviser ensuite la tension trouvée (en volts) par la valeur de la résistance (en kilohms) pour obtenir le courant d'émetteur en milliampères.

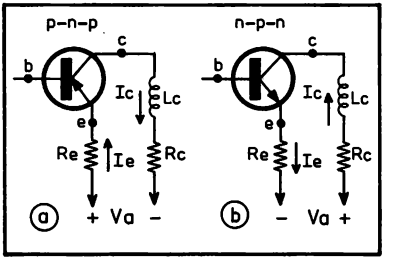


Fig. 8-12. — Les points de mesure des tensions et les courants qu'on en déduit sur les étages *p-n-p* et *n-p-n*.

Lorsque nous n'avons aucun renseignement sur la tension que l'on doit trouver à la base, en *b*, et au collecteur, en *c*, la connaissance de la tension en *e* et du courant I_e nous permet de les déduire très facilement.

En ce qui concerne la tension de base en *b*, elle doit être plus négative que celle en *e* pour un *p-n-p*, et plus positive pour un *n-p-n*, de 0,10 à 0,20 V environ s'il s'agit d'un transistor germanium, et de 0,45 à 0,65 V dans le cas d'un « silicium ».

Ayant déterminé, par le calcul, la valeur normale de la tension en *b*, nous nous assurons qu'elle se trouve bien dans la fourchette des valeurs correctes en la mesurant entre *b* et *e*.

En ce qui concerne la tension de collecteur, en *c*, elle doit être en relation directe avec le courant d'émetteur I_e et la résistance des éléments qui se trouvent dans le circuit de collecteur : parfois seul l'enroulement L_c d'un transformateur F.I., mais souvent aussi une résistance telle que R_c en série. On peut admettre, en effet, sans faire une grosse erreur, que le courant de collecteur I_c est égal à celui d'émetteur I_e (en réalité, le courant d'émetteur est égal à la somme des courants de collecteur et de base, mais comme ce dernier est de 40 à 100 fois plus faible que I_c, en moyenne, on peut le négliger). Donc, la chute de tension (en volts) dans le circuit L_c-R_c est égale à la résistance de L_c + R_c (en kilohms) multipliée par le courant I_e (en milliampères).

Il reste à savoir quelle tension on mesurera, dans ces conditions, en *c*, en fonction du pôle de la tension d'alimentation V_a qu'on adoptera comme niveau zéro et de la chute de tension V_c dans le circuit L_c-R_c. On aura :

— si on mesure par rapport au « plus », la tension en *c* sera, bien entendu, négative et égale à $V_a - V_c$ avec un *p-n-p* et à V_c avec un *n-p-n*;
— si on mesure par rapport au « moins », la tension en *c* sera positive et égale à V_c avec un *p-n-p* et à $V_a - V_c$ avec un *n-p-n*.

Si le circuit de collecteur ne comporte pas de résistance telle que R_c, la résistance de l'enroulement L_c est très faible, pratiquement nulle, ce qui entraîne $V_c = 0$.

Et si un transformateur F.I. est coupé?

Statistiquement parlant, ce n'est pas une panne très fréquente, mais lorsqu'elle se produit, elle pose généralement des problèmes, à moins que l'on ait la chance d'avoir sous la main une pièce de remplacement identique.

Tout d'abord, il faut dessouder le transformateur défectueux du circuit imprimé, pour pouvoir l'enlever, ce qui représente déjà une opération délicate étant donné les dimensions très réduites de la pièce et l'entassement, tout autour, de transistors, de résistances et de condensateurs miniatures etc. Il faut penser que les transformateurs F.I. auxquels on a le plus souvent affaire mesurent tout au plus 10 × 10 mm de section, ou 10 mm de diamètre, et présentent une hauteur de 13 à 15 mm.

Toujours est-il que le transformateur une fois démonté, donc sans aucune liaison avec d'autres circuits ou transistors pouvant fausser la mesure, il faut, à l'aide d'un ohmmètre, repérer exactement l'enroulement coupé. Ensuite, il faut essayer de démonter le transformateur, c'est-à-dire enlever son blindage, et voir si la coupure ne se situe pas à l'entrée ou à la sortie de l'enroulement concerné, au niveau d'une soudure, par exemple, ce qui est assez fréquent.

S'il en est ainsi, on fait le nécessaire pour rétablir le contact, avec d'infinies précautions, car il s'agit toujours de fil très fin, soit divisé de 5 × 0,06, soit plein de 0,1 mm ou moins, s'il est question de transformateurs F.I.-AM

Mais supposons que la coupure ne puisse être décelée. Il faut alors examiner le schéma de l'étage défectueux (ou le reconstituer) et voir ce que l'on peut faire dans chaque cas particulier, dont nous allons analyser un certain nombre à titre d'exemples.

Prenons d'abord le cas le plus simple, celui d'un transformateur sans prise intermédiaire au primaire (fig. 8-13*a*) et imaginons que le primaire L_1 soit coupé, sans qu'on puisse déceler et « réduire » la coupure.

Première solution. — Valable si on peut sortir proprement le bobinage, du blindage d'abord, puis du petit pot fermé en matériau magnétique où il est logé. Essayer de débobiner soigneusement l'enroulement coupé, de préférence en comptant les spires. S'il s'agit d'un petit pot de 6 à 8 mm de diamètre, le primaire L_1 comporte quelque 100 à 120 spires avec $C_1 = 510$ à 560 pF, en fil divisé de 5 × 0,06 le plus souvent. Ensuite, on rebobine L_1 en conservant le même nombre de spires. Il n'est pas nécessaire d'utiliser le même fil, et à défaut de fil divisé on peut fort bien employer du fil plein émaillé, suffisamment fin, cependant, pour pouvoir loger les 100 ou 120 spires nécessaires.

Si on n'a pas de fil assez fin et qu'on n'arrive pas à enrouler le nombre de spires primitif, augmenter, en conséquence, la valeur de C_1, en fonction du nombre de spires bobinées. Le calcul de la nouvelle valeur de C_1 est très simple. Si n_1 est le nombre de spires primitif de L_1 et n_2 le nombre réellement rebobiné, la nouvelle valeur C_2 de C_1 sera

$$C_2 = \frac{n^2_1 \cdot C_1}{n^2_2}$$

les valeurs de capacités étant en picofarads. Par exemple, si $n_1 = 100$ et $C_1 = 510$ pF, et que nous n'arrivons pas à loger plus de 80 spires ($n_2 = 80$) dans la place disponible,

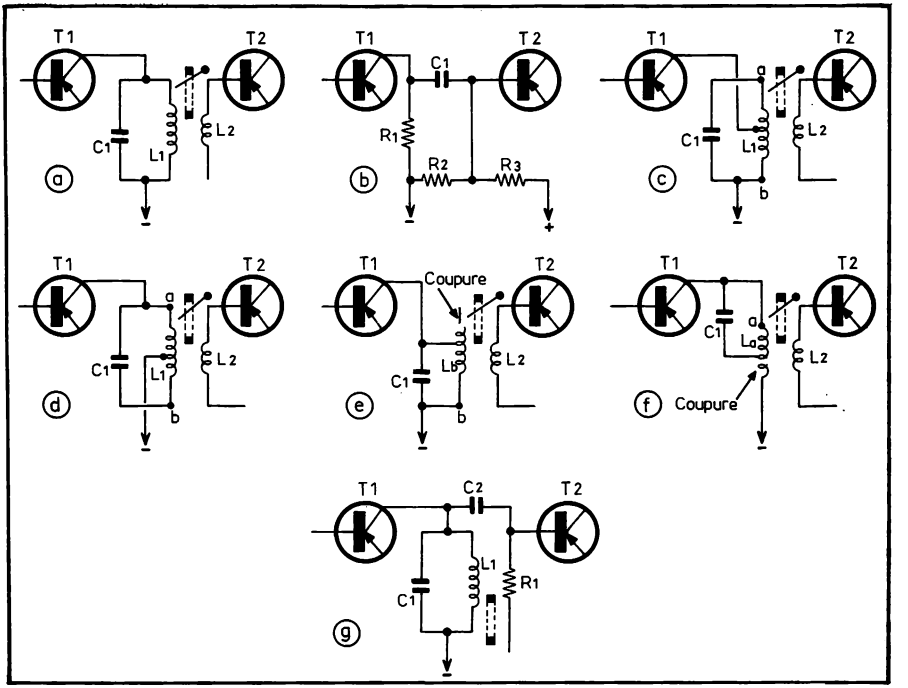


Fig. 8-13. — Quelques cas de modification possible d'une liaison par transformateur F.I. en cas de coupure de ce dernier.

on aura

$$C_2 = \frac{1 \,.\, 10^4 \,.\, 5{,}1 \,.\, 10^2}{6{,}4 \,.\, 10^3} = \frac{5\,100}{6{,}4} = 800 \text{ pF}$$

Il est évident qu'en pure théorie une telle solution n'est pas parfaite, mais « à l'oreille », un récepteur ainsi réparé fonctionnera aussi bien qu'avant.

Deuxième solution. — Il n'est pas possible, pour telle ou telle raison, de reconstituer le bobinage L_1. Se procurer un mandrin miniature avec noyau réglable, par exemple un 18730 *Oréga* ou analogue, et un blindage pouvant le contenir. Bobiner, sur une longueur de 8 mm environ, quelque 100 à 120 spires en vrac, mais en essayant de les loger aussi régulièrement que possible, en fil émail-nylon de 0,15 mm ou à peu près. L'inductance de ce bobinage, si on a la possibilité de la mesurer, doit être de l'ordre de 260 μH avec C_1 = 510 pF et pour une F.I. de 465 kHz.

Par-dessus le bobinage réalisé on enroulera 10-15 spires en même fil, ce qui constituera le secondaire L_2.

Si on n'a aucune possibilité de mesurer la bobine réalisée, il faudra ajuster l'ensemble C_1-L_1 à l'aide d'un générateur H.F. et modifier la valeur de C_1 en conséquence au besoin.

Troisième solution. — C'est une solution de dernière chance, en quelque sorte, car la sélectivité du récepteur ainsi réparé se trouvera sérieusement compromise. Il s'agit de remplacer le transformateur L_1-L_2 de la figure 8-13*a* par une liaison RC de la figure *b*. La résistance de collecteur R_1 sera de 1 à 3,3 kΩ à peu près. Le diviseur de tension de base, R_2-R_3 sera établi en fonction de la polarisation nécessaire pour la base de T_2. Enfin, le condensateur de liaison C_1 sera de 2,2 à 6,8 nF.

Prenons maintenant un cas un peu plus compliqué, celui des figures 8-13*c* ou 8-13*d*, où le primaire comporte une prise intermédiaire réunie soit au collecteur, soit à l'alimentation. Trois cas peuvent se présenter :

1. *La coupure affecte la prise.* Autrement dit, il n'y a plus aucune liaison entre la sortie correspondante et le bobinage L_1. Le remède est simple : on transforme le montage (fig. 8-13*c* ou *d*) de façon à réaliser la disposition de la figure *a*. L'adaptation en souffrira certainement un peu, mais on ne s'en apercevra guère à l'usage. Cependant, une vérification de l'accord du circuit, à l'aide d'un générateur H.F., sera certainement utile;

2. *La coupure se trouve entre la prise et le « haut » du bobinage.* Autrement dit, elle se situe entre la prise et le point *a* (fig. 8-13 *c* ou *d*), la portion du bobinage entre la prise et le point *b* étant intacte. Le remède consiste à éliminer la partie coupée et à ne conserver que la section intacte en réalisant le montage de la figure *e*. Le côté délicat de cet arrangement est qu'on ignore le plus souvent la position de la prise par rapport au nombre total de spires, d'autant plus que cette position n'a rien de standard et dépend de facteurs qu'il est pratiquement impossible à évaluer.

L'idéal serait évidemment de mesurer l'inductance du bobinage récupéré et d'en déduire la nouvelle valeur de la capacité C_1 à mettre en parallèle pour former un circuit résonnant sur les fréquence intermédiaire du récepteur. Malheureusement, les « self-mètres » H.F. ne sont pas courants dans les ateliers de dépannage.

Si on possède un bon générateur H.F. et un oscilloscope H.F. suffisamment sensible ou un millivolmètre H.F., on peut apprécier la fréquence de résonance du circuit C_1-L_b (fig. 8-13) en attaquant la base de T_1 avec un signal de fréquence supérieure à la F.I. du récepteur (p. ex. entre 500 et 1 000 kHz) et en connectant la sonde de l'oscilloscope ou le millivoltmètre à la base de T_2. On cherche alors le maximum en « explorant » avec l'accord du générateur la plage de fréquences indiquées plus haut.

Supposons, par exemple, que la fréquence de résonance f_a du circuit de la figure 8-13*e* soit de 0,9 MHz (900 kHz), obtenue avec la valeur $C_a = 510$ pF de la capacité C_1. Il nous faut trouver la nouvelle valeur C_b de C_1 pour ramener la fréquence f_a à sa valeur f_b nécessaire pour le récepteur donné, et que nous supposons de 470 kHz (0,47 MHz). La relation pour trouver C_b est très simple :

$$C_b = \frac{f_a^2 \cdot C_a}{f_b^2},$$

ce qui donne, dans notre cas, avec la fréquence en mégahertz et la capacité en picofarads

$$C_b = \frac{0{,}81 \cdot 510}{0{,}221} = 1\,870 \text{ pF}.$$

3. *La coupure se trouve entre la prise et le « bas » du bobinage.* C'est le contraire du cas précédent, en quelque sorte, et on procède exactement de la même façon en réalisant le montage de la figure 8-13*f*. Le calcul de la nouvelle valeur de C_b est, bien entendu, le même que précédemment.

Il nous reste le cas où c'est le secondaire L_2 du transformateur F.I. qui est coupé. Le moyen le plus simple pour réparer les dégâts, sans rien démontrer et sans essayer de rebobiner quoi que ce soit, consiste à réaliser le montage de la figure 8-13*g*. Autrement dit, on garde le circuit accordé L_1-C_1 sans rien y changer et on remplace L_2 par un couplage C_2-R_1 vers la base. La valeur de C_2 peut être de 2,2 à 6,8 nF à peu près et celle de la résistance R_1 de 10 à 27 kΩ. Cette résistance sera ramenée au point où aboutissait, avant la réparation, la sortie du secondaire L_2. Il est indispensable, après cette transformation, de vérifier l'accord du circuit L_1-C_1 et de le retoucher au besoin.

SYSTÈMES DE C.A.G.

En dehors des systèmes de C.A.G. très simples dont il a été question à propos de quelques schémas d'amplificateurs F.I. décrits plus haut, il existe un grand nombre de circuits plus compliqués et, en principe, plus efficaces, que l'on trouve sur des récepteurs d'une certaine classe : grands portables, tuners AM/FM pour chaînes Hi-Fi.

Systèmes de C.A.G. agissant sur deux étages F.I.

Il est très rare que l'on applique la C.A.G. aux deux étages F.I., mais on trouve, néanmoins, des récepteurs où cette solution a été retenue. Le premier exemple est celui de la figure 8-14, emprunté à un petit récepteur auto P.O.-G.O. à 6 transistors *(Sonora)*. Les tensions indiquées sur le schéma ont été mesurées par rapport au « moins » de l'alimentation et on voit que le régime des deux transistors F.I. est exactement le même, la petite différence de tension d'un émetteur à l'autre étant tout à fait normale étant donné les différentes « dispersions » en présence : caractéristiques des transistors, valeur des résistances, etc.

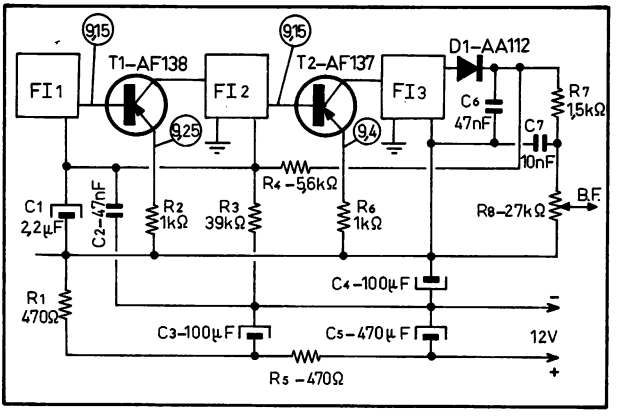


Fig. 8-14. — Un exemple d'amplificateur F.I. dont les deux étages sont soumis à l'action de la C.A.G. *(Sonora)*.

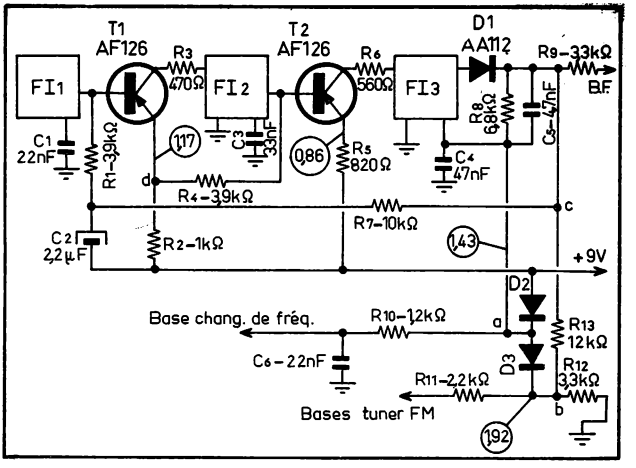


Fig. 8-15. — Un autre exemple d'amplificateur F.I. dont les deux étages sont soumis à l'action de la C.A.G. *(Nordmende)*.

Il est bon d'indiquer encore que la chute de tension sur la diode D_1 est, en l'absence de tout signal, de 0,12 V. Cette polarisation initiale, due au courant qui existe dans le circuit se refermant sur la source d'alimentation à travers R_5-R_1-D_1-R_4-R_3, rend le détecteur plus sensible aux signaux faibles.

Les transistors AF137 et AF138 peuvent être remplacés par des types tels que AF127, AF126, etc., et même par des « silicium » : BF451, BF450 ou analogues.

Le deuxième exemple d'un récepteur où les deux étages F.I. sont commandés par la C.A.G. est celui de la figure 8-15, tiré d'un récepteur *Nordmende*. Sa conception est assez différente de celui de la figure 8-14, en ce sens qu'un seul transistor y est commandé directement par la C.A.G. et que c'est lui qui agit sur le second. En effet, la tension de C.A.G.

prélevée classiquement à la sortie du détecteur, est appliquée au circuit de base de T_1 à travers R_7 et R_1. Pour bien saisir le sens des différentes variations de tensions, il faut noter que toutes celles qui sont indiquées sur le schéma ont été mesurées par rapport au « plus » de l'alimentation, donc négatives. Si on tient compte des deux tensions stabilisées obtenues aux points *a* et *b* à l'aide des diodes D_2 et D_3, on se rend compte que le circuit R_{13}-R_8 forme un diviseur de tension entre ces deux points et que la tension au point *c*, c'est-à-dire pratiquement, à 0,15-0,20 V près, la tension de repos à la base de T_1, est de quelque $-1{,}60$ V. En présence d'un signal reçu suffisamment important, une composante continue positive résultant de la détection se superpose à la tension existant en *c* et la rend moins négative, de même que la tension à la base de T_1. Le courant d'émetteur de ce transistor diminue et le point *d*, donc la base de T_2, devient moins négatif, ce qui réduit le courant d'émetteur de T_2 donc le gain de cet étage.

En dehors du système de C.A.G., on remarquera, dans ce schéma, la stabilisation des tensions destinées d'une part à la base du transistor changeur de fréquence, et d'autre part aux deux bases du tuner FM.

Enfin, on notera que la diode de détection D_1 est polarisée en direct, comme dans le montage précédent et que cette polarisation est égale à la différence de tensions existant en *a* et en *c*.

Systèmes de C.A.G. agissant sur le mélangeur et sur un étage F.I.

D'une façon générale, à part quelques très rares exceptions, on ne fait pas agir la C.A.G. sur l'étage changeur de fréquence lorsqu'il est constitué par un seul transistor. Mais lorsque le changement de fréquence se fait par deux transistors, un oscillateur et un mélangeur, la C.A.G. est très souvent appliquée à ce dernier.

Le premier exemple est celui de la figure 8-16 *(Sonora)* où le transistor T_1 est le mélangeur de l'étage changeur de fréquence, dont l'oscillateur n'est pas représenté. Les tensions indiquées sur ce schéma sont mesurées par rapport au « moins » de l'alimentation, donc

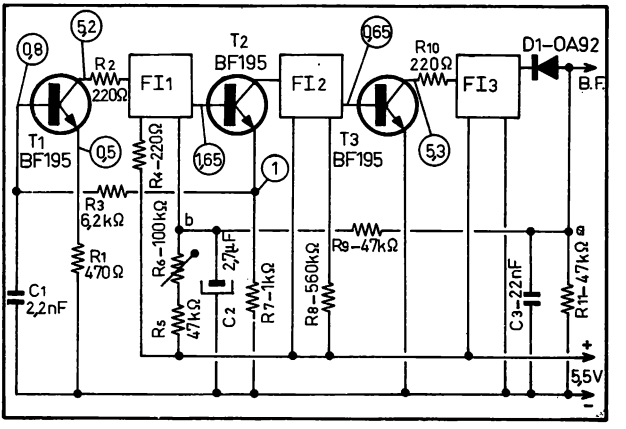


Fig. 8-16. — Dans ce récepteur, l'action de la C.A.G. s'exerce sur l'amplificateur F.I., T_2, et, par son intermédiaire, sur l'étage mélangeur T_1 *(Sonora)*.

positives. Étant donné qu'il s'agit de commander des transistors *n-p-n*, la tension de la C.A.G. doit devenir plus négative ou, plus exactement, moins positive à la réception d'un signal. Cette tension est prélevée après la détection, au point *a* où, en l'absence de tout signal, la tension est déterminée par le pont R_5-R_6-R_9-R_{11}, ce qui veut dire que, suivant le réglage de R_6, elle peut varier de 1,07 V environ (R_6 au maximum) à 1,83 V (R_6 en court-circuit). Au point *b*, la tension varie, théoriquement, de 1,95 V à 3,67 V dans les mêmes conditions, mais, en réalité, deux courants de sens contraire s'opposent dans la branche R_5-R_6 : le courant propre du pont et le courant de base de T_2, de sorte que la chute de tension résultante y représente environ 1,5 V avec R_6 au maximum, et quelque 3 V avec R_6 en court-circuit.

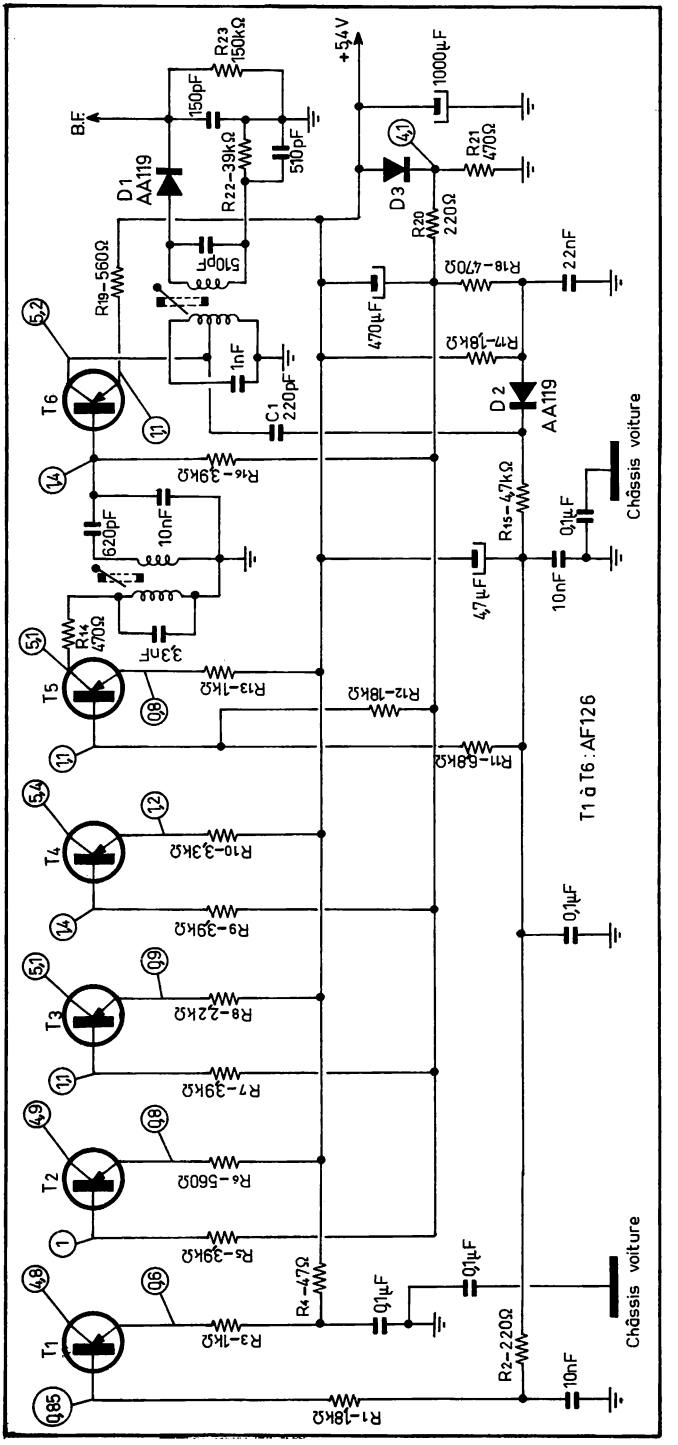


Fig. 8-17. — Schéma simplifié de la partie H.F., changement de fréquence, amplification F.I., détection, C.A.G. et stabilisation des tensions de polarisation d'un récepteur auto *Blaupunkt*. Toutes les tensions indiquées sont mesurées par rapport au « plus » de l'alimentation, donc négatives.

En présence d'un signal, le point *a* devient moins positif, car le courant continu résultant de la détection y circule dans le sens opposé de celui du pont. Cette variation se transmet, bien entendu, en *b* et rend la base de T_2 moins positive, ce qui entraîne une diminution du courant d'émetteur et celle de la tension correspondante. Or, l'émetteur de T_2 est réuni, par R_3, à la base de T_1, qui devient moins positive et provoque une diminution du gain de l'étage mélangeur.

La résistance ajustable R_6 doit être réglée sans signal, de façon à obtenir 1 V sur l'émetteur de T_2.

Le schéma de la figure 8-17 représente, en simplifié, la section H.F., changement de fréquence, amplification F.I. et détection d'un récepteur auto AM/FM *Blaupunkt*. Pour ne pas alourdir le dessin, nous y avons supprimé la plupart des condensateurs de découplage. Le fonctionnement de ce récepteur en FM est assez particulier (double changement de fréquence) et sans intérêt ici. En AM, les fonctions des différents transistors se répartissent comme suit : amplificateur H.F. (T_1); mélangeur (T_3); oscillateur (T_4); amplificateurs F.I. (T_5 et T_6). La diode D_1 n'est utilisée que pour la détection du signal et n'a rien à voir dans le système de C.A.G.

Cette dernière commande l'étage amplificateur H.F. (T_1) et l'amplificateur F.I. (T_5). Les tensions nécessaires sont obtenues par la diode D_2 qui reçoit le signal H.F. à travers le condensateur C_1 directement du collecteur de T_6. La tension de commande ainsi obtenue tend à rendre moins négatives les bases des transistors commandés, c'est-à-dire à réduire leur gain. A noter que toutes les tensions indiquées sur le schéma ont été mesurées par rapport au « plus » de l'alimentation et sont, par conséquent, négatives.

La diode D_3 est une stabilisatrice pour faibles tensions, de l'ordre de 1,3 V, et sert pour obtenir des tensions stables pour les bases de tous les transistors qui ne sont pas commandés par la C.A.G.

Tension de C.A.G. obtenue à partir du premier transistor B.F.

C'est une façon de réaliser une commande automatique de gain que l'on rencontre parfois et qui risque de dérouter un peu certains techniciens. Au lieu de prélever le signal de C.A.G. à la sortie du détecteur, on le prend sur le collecteur ou sur l'émetteur, suivant la configuration des circuits, d'un transistor amplificateur B.F. dont la base est en liaison directe avec la diode détectrice.

Le premier exemple de ce genre est celui de la figure 8-18, emprunté à un récepteur auto de fabrication U.R.S.S., où ce genre de montage est assez courant. Lorsque le signal appliqué à la diode de détection augmente, la composante continue du circuit détecteur augmente également, de même que le courant de base du transistor T_5. Son courant de collecteur devient plus important et le potentiel du point *a* devient nettement plus positif par rapport au « moins » ou, ce qui revient au même, moins négatif par rapport au « plus ». Cette variation est transmise, par R_8 et R_9, aux bases des transistors commandés, provoquant la réduction de leur courant de collecteur, c'est-à-dire une diminution du gain des étages correspondants, qui sont l'amplificateur H.F. (T_1) et le premier amplificateur F.I. (T_3). La tension d'alimentation de tous les étages H.F. et F.I. est stabilisée à l'aide d'une diode Zener, D_2, dont la tension de stabilisation nominale est de 8 à 9,5 V.

Les tensions indiquées sur le schéma sont toutes positives (mesurées par rapport au « moins » de l'alimentation) et les valeurs indiquées peuvent être considérées comme minimales, une variation de +10 à 15 % étant parfaitement admissible.

Un autre exemple de tension de C.A.G. prélevée sur un transistor placé après le détecteur est celui de la figure 8-19, emprunté à un schéma *Telefunken* ne comportant qu'un seul étage amplificateur F.I. La différence avec le schéma précédent consiste dans la façon dont fonctionne le transistor source de tensions de C.A.G. En effet, ici, un accroissement du signal F.I. appliqué au détecteur se traduit par une réduction du courant de collecteur de T_3, ce qui rend le point *a*, et par conséquent la base du transistor commandé, moins négatif par rapport au « plus » de l'alimentation. Voici quelques chiffres, pour fixer les idées.

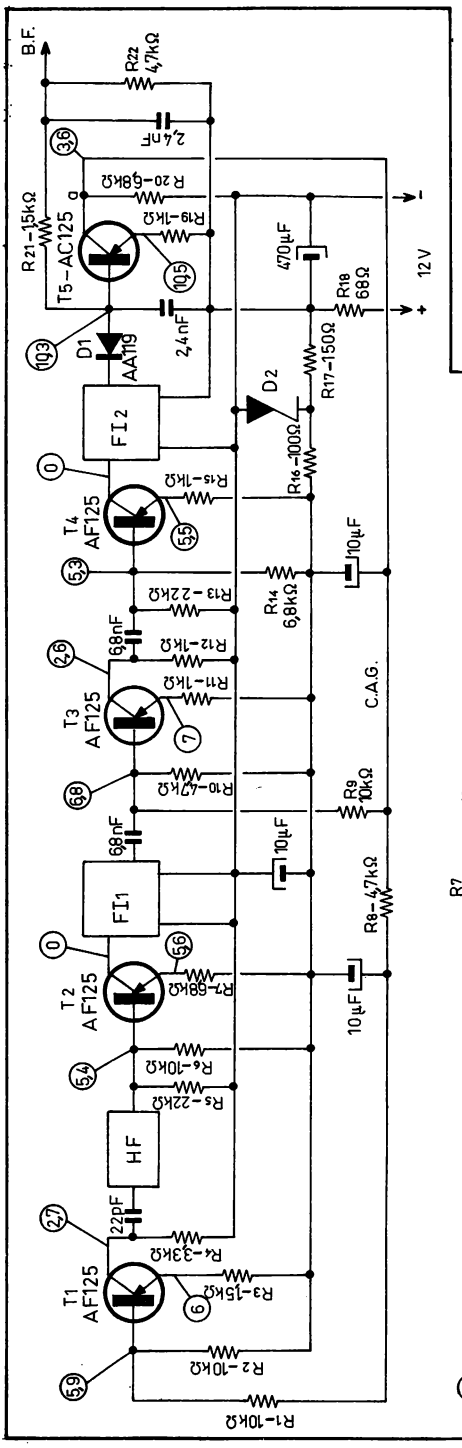


Fig. 8-18. — Dans ce récepteur la tension de C.A.G. est prélevée sur le collecteur d'un transistor B.F. en liaison directe avec la diode de détection D_1.

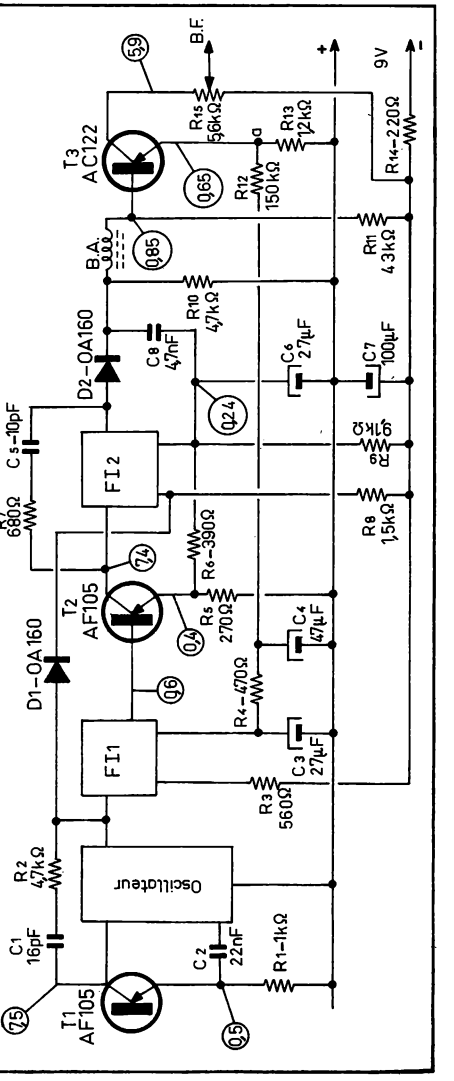


Fig. 8-19. — Un autre exemple de la tension de C.A.G. prélevée sur un transistor B.F. en liaison directe avec la diode de détection *(Telefunken)*.

Lorsque le signal F.I. appliqué au détecteur est nul, le courant de collecteur de T_3 est de 0,54 mA environ et celui de T_2 est de 0,6 mA.

Lorsque ce signal passe à 200 mV, le courant de collecteur de T_3 diminue modérément descendant à 0,35 mA, tandis que celui de T_2 chute à moins de 0,1 mA.

L'action de la C.A.G. est complétée par celle de la diode D_1, dont la résistance propre passe de quelque 500 kΩ pour un signal F.I. nul à l'entrée du détecteur à un peu plus de 1 000 Ω lorsque ce signal atteint 200 mV.

Enfin, l'efficacité de la C.A.G. peut être définie par les chiffres suivants. Lorsque la tension H.F. appliquée à l'entrée du récepteur varie de 10 µV à 10 mV (rapport 1 000), la tension à la sortie du détecteur ne varie que de 7 mV à 50 mV (rapport 7,1).

Les tensions indiquées sur le schéma sont mesurées par rapport au « plus » de la tension d'alimentation, donc négatives.

Une C.A.G. agissant sur trois étages d'un récepteur

Le schéma de la figure 8-20 a été emprunté à un radio-cassettes *Akkord* et son système de C.A.G. mérite d'être analysé, car il est assez rare de voir un tel système agir sur trois étages : changeur de fréquence (T_1); les deux amplificateurs F.I. (T_2 et T_3). Il est assez remarquable de voir la C.A.G. appliquée à l'étage changeur de fréquence à un seul transistor, mais, comme on le verra, cette commande est réalisée avec certaines précautions.

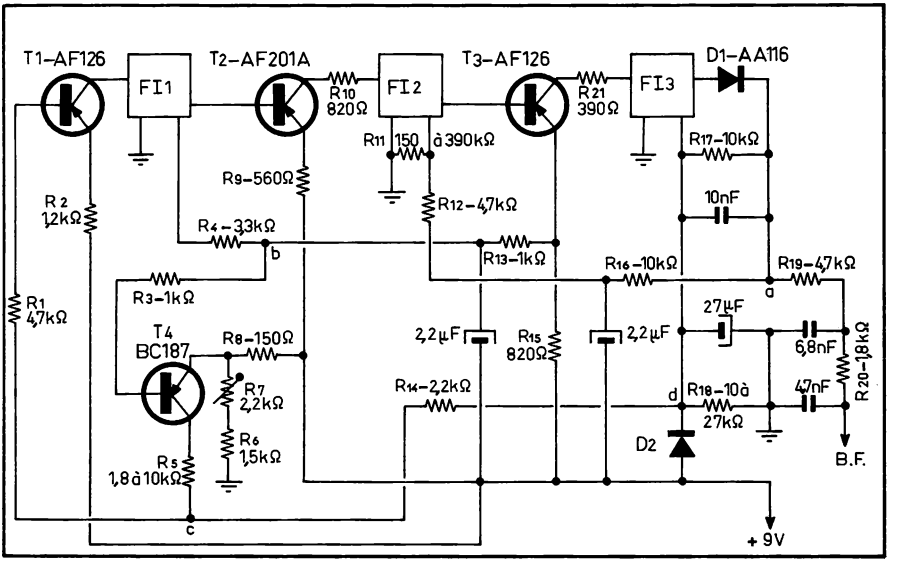


Fig. 8-20. — Dans ce système de C.A.G. agissant sur trois étages, la commande de l'étage changeur de fréquence est « inversée » : son courant d'émetteur augmente en présence d'un signal *(Akkord)*.

Le système fonctionne de la façon suivante. On utilise la composante continue de la tension détectée prélevée en *a* pour commander la base du T_3 à travers R_{16} et le diviseur de tension R_{11}-R_{12}. Le circuit de base de T_2 étant réuni à l'émetteur de T_3 par R_4 et R_{13}, le transistor T_2 est commandé en quelque sorte indirectement par l'intermédiaire de T_3. La tension de C.A.G. est par ailleurs appliquée à la base du transistor T_4 dont la tension d'alimentation de collecteur est stabilisée par la diode D_2 et dont le montage est réalisé

de façon à réduire « l'excursion » de la tension de C.A.G. appliquée à la base de T_1 et aussi de façon que cette tension agisse en sens contraire et provoque une réduction du gain par l'augmentation du courant de collecteur.

Les chiffres que nous donnons ci-après permettent de mieux se rendre compte de la façon dont les choses se passent.

Au point *b*, la tension est de $-1,4$ V (par rapport au « plus ») en l'absence de tout signal, de $-1,17$ V avec un signal moyen et de $-0,5$ V avec un signal puissant.

En ce qui concerne le transistor T_3, les tensions sans signal à l'entrée sont de $-1,45$ V pour la base, de $-1,15$ V pour l'émetteur et de $-6,4$ V pour le collecteur. En présence d'un signal puissant, ces tensions deviennent : $-0,8$ V pour la base; $-0,5$ V pour l'émetteur; $-6,8$ V pour le collecteur. On voit, d'après ces chiffres, que la C.A.G. agit dans le sens d'une diminution du courant de collecteur lorsque l'amplitude du signal incident augmente, puisque la chute de tension dans R_{15} diminue.

Pour le transistor T_2, la tension de base varie entre $-0,96$ V (sans signal) et $-0,48$ V (signal puissant), la tension d'émetteur entre $-0,62$ V et $-0,18$ V dans les mêmes conditions et celle de collecteur entre $-5,9$ V et $-6,7$ V.

La tension d'émetteur du transistor T_4 reste pratiquement stable en dépit des variations de la tension appliquée à sa base : -1 V (sans signal); $-0,53$ V (signal puissant). La tension d'émetteur varie, dans les mêmes conditions, de $-0,38$ à $-0,35$ V, et la tension de collecteur de $-0,4$ à $-1,26$ V.

La tension appliquée à la base du transistor T_1 est prélevée au point *c* et ne représente donc qu'une fraction de la tension existant sur l'ensemble du circuit de collecteur, qui comprend aussi la résistance R_{14}. Mais comme la chute de tension dans R_{14} devient plus faible en présence d'un signal, le point *c* devient d'autant plus négatif que le signal incident est plus puissant. Autrement dit, l'action de la C.A.G. sur la base de T_1 se traduit par une augmentation du courant d'émetteur, ce qui est une autre façon de réduire le gain d'un étage. On appelle ce mode d'action C.A.G. directe, par opposition à la C.A.G. inverse, se traduisant par une diminution du courant d'émetteur en présence d'un signal.

Les mesures montrent, d'ailleurs, que la tension à la base de T_1 passe de $-0,84$ V sans signal à $-1,2$ V avec un signal puissant. Parallèlement, la tension d'émetteur varie de $-0,6$ V (sans signal) à -1 V (signal puissant), ce qui montre bien que le courant d'émetteur augmente sensiblement en présence d'un signal.

La diode D_2 stabilise la tension au point *d* à environ $-1,4$ V. D'autre part, on voit que la tension (sans signal) en *a* est plus négative, car elle est déterminée par le courant qui circule dans le pont R_{17}-R_{16}-R_{12}-R_{11}, et se situe vers $-1,6$ à $-1,8$ V. Autrement dit, la diode de détection D_1 reçoit une faible polarisation positive au repos.

Une C.A.G. avec indicateur d'accord

Le schéma de la figure 8-21 appartient à un ensemble Hi-Fi stéréo *Grundig*, où la C.A.G. agit sur deux étages : le mélangeur T_1 et le premier étage amplificateur F.I., T_2. La particularité de ce montage est que l'étage mélangeur se trouve soumis à une C.A.G. directe (réduction du gain par augmentation du courant de collecteur), tandis que l'amplificateur F.I. est commandé par une C.A.G. inverse. Les deux tensions de commande, une positive pour l'étage mélangeur et une négative pour l'amplificateur F.I., sont prélevées sur le circuit de détection, en *a* pour la C.A.G. directe et en *b* pour l'inverse. Un étage à collecteur commun, T_4, est intercalé dans le circuit de la C.A.G. directe, probablement pour adapter l'impédance de sortie élevée du détecteur à l'impédance d'entrée relativement faible du mélangeur.

L'indicateur d'accord M est connecté entre le point *c* du circuit de collecteur de T_2 et le curseur du potentiomètre R_7, faisant partie d'un pont disposé entre le « plus » et la masse. Le potentiomètre R_7 est réglé de façon à amener l'aiguille de M à zéro en l'absence de tout signal. Dès que l'accord se fait sur une émission, le courant de collecteur de T_2 diminue, le point *c* devient plus positif que le curseur de R_7 et l'appareil M dévie.

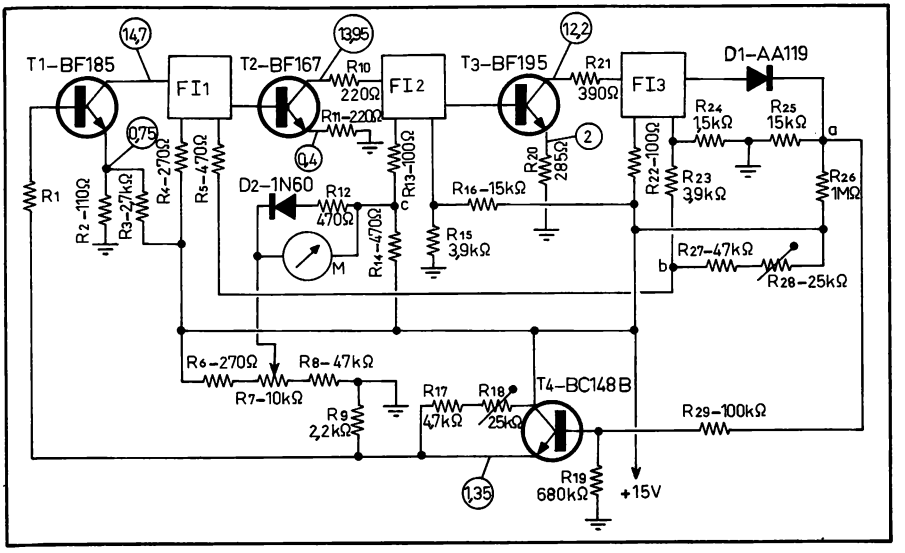


Fig. 8-21. — Un système de C.A.G. sur deux étages associé à un indicateur d'accord *(Grundig)*.

DÉTECTEURS AM ET FM

Bien que les détecteurs AM à diode, dont nous avons vu de multiples exemples dans tout ce qui précède, soient utilisés dans la presque totalité des récepteurs portables ou autres, on rencontre de temps en temps des détecteurs à transistors, dont il existe, d'ailleurs, quelques variantes. Mais auparavant, il est utile de donner quelques détails supplémentaires sur les détecteurs à diode.

Détecteurs AM à diode

Nous nous proposons de donner quelques indications sur le choix d'une diode destinée à la détection AM dans un récepteur, sur la façon d'apprécier la tension F.I. qui lui est appliquée et sur la réalisation pratique des détecteurs doubleurs de tension.

Choix d'une diode pour la détection AM

Bien que, dans la pratique, n'importe quelle diode germanium puisse être utilisée pour la détection en AM, il est bon, lorsqu'on le peut, de la choisir en tenant compte de certaines caractéristiques qui ont une influence directe sur la résistance d'entrée du détecteur et sur son rendement, c'est-à-dire le rapport entre le signal B.F. recueilli à la sortie du détecteur et le signal F.I. qui lui est appliqué.

Le rendement d'un détecteur diode classique n'est pas fameux et se situe vers 10 à 12 % dans les conditions favorables, c'est-à-dire lorsque le signal F.I. qui lui est appliqué est d'une amplitude suffisamment élevée : au moins 100 mV. Lorsque cette amplitude diminue, le rendement devient encore beaucoup plus faible, de l'ordre de 1 à 3 % pour 20 à 25 mV à l'entrée du détecteur.

Cela veut dire, en termes clairs, que si nous avons, à l'entrée du détecteur, un signal F.I. de 100 à 150 mV, nous allons disposer d'un signal de 10 à 15 mV à la base du pre-

mier transistor B.F. Et pour un signal F.I. de quelque 40 mV nous allons retrouver à l'entrée de l'amplificateur B.F. 2 à 3 mV tout au plus.

Donc, si on a l'occasion et la possibilité de faire des mesures de gain, il ne faut pas s'étonner de cette « perte », ni accuser la diode.

Un autre point important est la résistance d'entrée du détecteur, car elle shunte le secondaire, donc le primaire, du transformateur FI3 (fig. 8-22), ce qui réduit le gain et dégrade la sélectivité. La résistance d'entrée R_e peut être tirée de la relation suivante, où R_c est la résistance de charge *résultante* du détecteur et R_{inv} la résistance inverse de la diode dans les conditions d'utilisation :

$$R_e = \frac{R_c \cdot R_{inv}}{R_c + 2\ R_{inv}}.$$

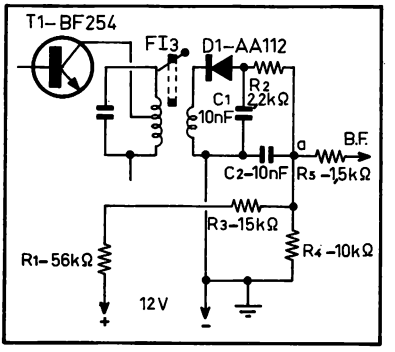


Fig. 8-22. — Schéma classique d'un détecteur AM, où la diode reçoit une légère polarisation positive.

Lorsqu'on dit résistance de charge résultante, on comprend par là la valeur de R_4 avec, en parallèle, toutes les résistances et toutes les impédances qui peuvent se trouver entre le point *a* et la masse sur le chemin du signal B.F. jusqu'à la base du premier transistor B.F., ainsi que la résistance d'entrée de ce dernier. On aboutit ainsi à une valeur de R_c le plus souvent comprise entre 1 et 3 kΩ si le premier transistor B.F. est un « émetteur commun » normal.

Quant à la résistance inverse R_{inv}, c'est une valeur relativement instable, surtout en fonction de la température (R_{inv} diminue lorsque la température augmente).

Si la résistance inverse R_{inv} est beaucoup plus grande que la résistance de charge résultante R_c et que cette dernière est beaucoup plus grande que la résistance directe de la diode R_d, la résistance d'entrée du détecteur est très sensiblement égale à la moitié de la résistance de charge : $R_e \approx R_c/2$.

Pour placer le détecteur dans les conditions de fonctionnement plus favorables et aussi pour conserver une valeur aussi élevée que possible de la résistance inverse, on applique très souvent, presque toujours, dirions-nous, une légère polarisation positive à la diode, par tel ou tel procédé, en utilisant, par exemple, le diviseur de tension formé par le circuit de C.A.G., ce qui est le cas de la figure 8-22.

Le diviseur de tension R_1-R_3-R_4 détermine, à lui seul, une tension positive de quelque 1,4 au point *a*, ce qui provoque un certain courant dans le circuit de la diode constitué par R_4-R_2-D_1, de sorte que la résistance R_4 se trouve traversée par un courant de sens opposé et que la tension positive résultante en *a* représente une fraction du volt : 0,05 à 0,15 V le plus souvent.

Voici maintenant une liste de quelques diodes qui semblent avoir la faveur des constructeurs pour la détection AM : OA90, OA92, AA112, AA119, AA121, AA143, SFD43, SFD79, 1N60, 1N541.

Comment apprécier la tension appliquée à un détecteur

Il peut être souvent intéressant de connaître la tension H.F. ou F.I. appliquée à un détecteur, ne serait-ce que pour s'assurer que le gain des étages précédents est normal.

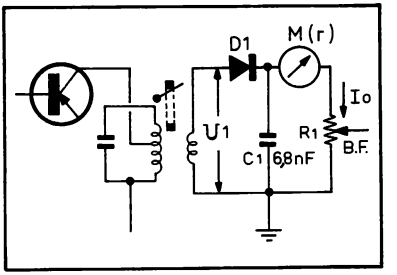


Fig. 8-23. — Schéma d'un détecteur diode avec un microampèremètre intercalé en série avec la résistance de charge.

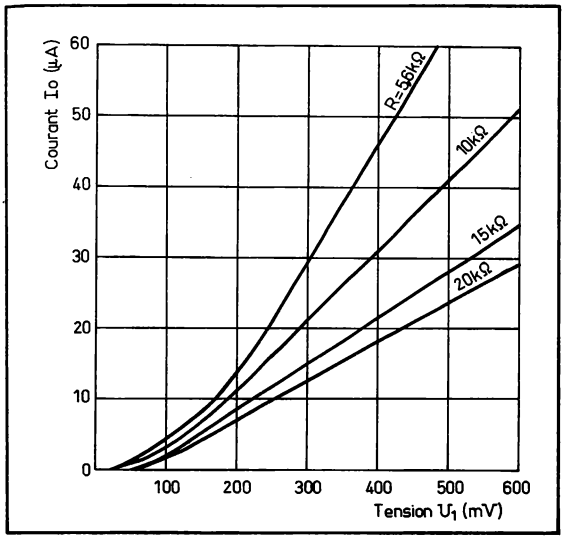


Fig. 8-24. — Graphique permettant de traduire en millivolts efficaces (H.F.) le courant continu I_o traversant R_1.

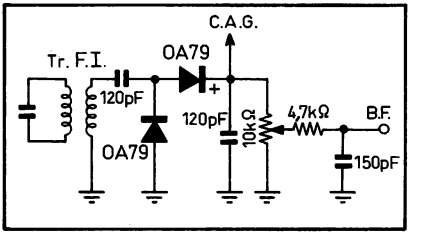


Fig. 8-25. — Un détecteur doubleur de tension utilisant deux diodes germanium.

Lorsque la valeur de la résistance de charge R_1 du détecteur (fig. 8-23) est connue, ce qui est pratiquement toujours le cas, on peut connecter en série un microampèremètre (M) suffisamment sensible, de résistance propre r, et calculer la tension H.F. (U_1) appliquée au détecteur à l'aide du graphique de la figure 8-24, valable dans la gamme de fréquences de 0,1 à 30 MHz, où R représente la somme $R_1 + r$.

Par exemple, si nous avons $R_1 + r = 15$ kΩ et que le courant I_0 indiqué par le microampèremètre est de 20 µA, la tension U_1 est très sensiblement de 375 mV eff.

Détecteurs doubleurs de tension

Ce dispositif de détection, dont le schéma de la figure 8-25 représente un exemple pratique, utilisé sur un récepteur à transistors, présente les avantages suivants :

1. C'est un montage doubleur de tension, qui permet d'utiliser un amplificateur B.F. de gain moins élevé que celui exigé par un détecteur normal;

2. La tension de C.A.G. disponible est sensiblement doublée si on la prélève comme sur le schéma de la figure 8-25. Si on n'a pas besoin de tension de C.A.G. aussi élevée, on peut la réduire à l'aide d'un diviseur de tension comme sur le schéma de la figure 8-26 ;

3. On obtient le redressement des deux alternances sans avoir besoin d'un transformateur F.I. spécial.

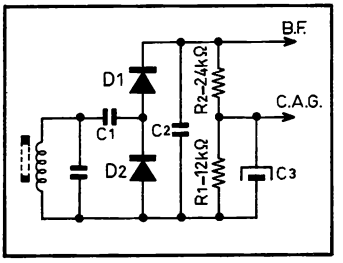


Fig. 8-26. — Modification du montage doubleur de tension lorsqu'on veut diminuer la tension de C.A.G. disponible.

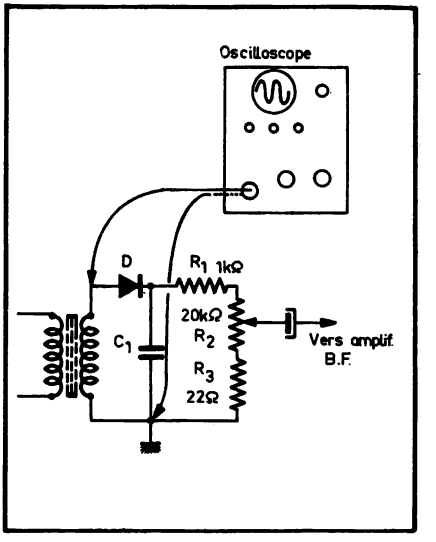


Fig. 8-27. — Prélèvement du signal pour la vérification du détecteur.

La présence des deux alternances dans le circuit de détection permet de réduire la constante de temps de ce circuit, d'où une meilleure réponse aux fréquences élevées. Par ailleurs, il est probable que les distorsions non linéaires sont plus réduites avec ce type de détecteur, du fait du redressement « bilatéral ».

Vérification de la détection à l'oscilloscope

Le schéma de la figure 8-27 représente la façon dont il convient de connecter l'oscilloscope pour la vérification de la détection AM d'un récepteur à transistors, la diode D pouvant être quelconque parmi celles que nous avons indiquées ou une équivalente.

L'essai se fera à la réception d'un émetteur local ou suffisamment puissant. Si l'étage de détection fonctionne normalement, on doit trouver, sur l'écran de l'oscilloscope, en réglant le balayage horizontal à quelque 2 ou 1 ms/cm, une bande horizontale ondulée symétrique, représentant la porteuse F.I. modulée en amplitude (fig. 8-28*a*). Lorsqu'il s'agit de musique ou de parole, l'ondulation de l' « enveloppe » sera mouvante, au rythme de cette modulation. L'amplitude A_d normale de la trace dépend de beaucoup de facteurs et, notamment, de la puissance de l'émetteur reçu, de la sensibilité du récepteur, etc. On peut dire qu'en moyenne cette amplitude sera de 2 à 3 V c. à c.

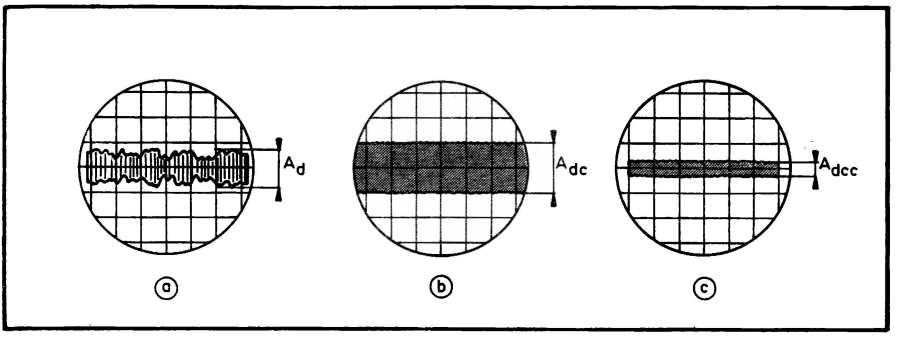


Fig. 8-28. — Différents oscillogrammes que l'on doit trouver lors de la vérification du détecteur et suivant l'état de ce dernier.

Si la diode est coupée, on observera une bande lumineuse (fig. 8-28*b*) presque pas ondulée et d'une amplitude A_{dc} nettement plus grande qu'en *a* : en gros 2 à 4 fois plus, c'est-à-dire de 4 à 12 V c. à c., suivant l'émetteur. Cela se produit pour la bonne raison que la coupure de la diode D supprime à la fois et l'amortissement du circuit accordé F.I. qui la précède et la tension de C.A.G. qui freine le gain de l'amplificateur F.I.

Si la diode est en court-circuit, on observera, au contraire, une trace de faible amplitude (fig. 8-28*c*), représentant à peine le dixième de l'amplitude normale, c'est-à-dire quelque chose entre 0,2 et 0,3 V c. à c.

Détecteurs AM à transistor

Nous avons vu plus haut que le rendement, le coefficient de transmission, d'un détecteur à diode est plutôt médiocre. Il y a, cependant, une solution permettant de l'améliorer grandement : utiliser un transistor pour la détection. Il est assez étonnant de constater que ces montages ne sont que rarement mis en pratique, probablement à cause du prix de revient un peu plus élevé.

Quelques montages de base

Le premier montage, celui de la figure 8-29, consiste à utiliser un transistor (T_2) en collecteur commun, ce dernier étant connecté à une prise sur le secondaire du dernier transformateur F.I. La composante continue du circuit de détection détermine une chute

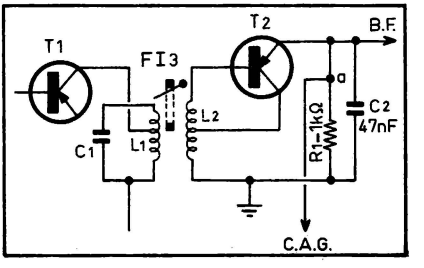


Fig. 8-29. — Détecteur AM utilisant un transistor en montage collecteur commun.

de tension sur la résistance R_1, de sens tel que le point *a* tend à devenir plus négatif (ou moins positif) par rapport à la masse réunie au « plus » de l'alimentation. La tension ainsi obtenue est donc utilisable pour commander un transistor *n-p-n* en inverse (courant de collecteur diminue lorsque la tension de C.A.G. augmente), ou un transistor *p-n-p* en direct (courant de collecteur augmentant avec la tension de C.A.G.).

Le rendement d'un détecteur de ce type est déjà supérieur à celui d'un détecteur diode, mais on peut faire encore mieux, en inversant le branchement du transistor suivant le schéma de la figure 8-30, c'est-à-dire en faisant fonctionner le transistor en émetteur commun. Le rendement d'un tel détecteur devient surtout intéressant pour des signaux de faible amplitude, par exemple de l'ordre de 30 mV, où il est 6 à 7 fois plus grand que le rendement d'un détecteur diode normal. Et il est encore de 3 à 4 fois supérieur pour des

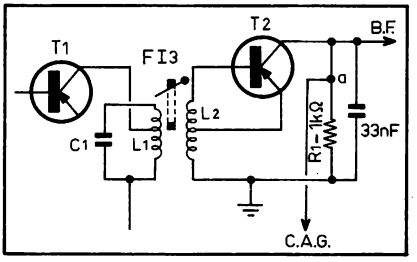


Fig. 8-30. — Détecteur AM utilisant un transistor en montage émetteur commun.

signaux de quelque 100 mV. Ces chiffres ont été relevés avec une résistance de charge de 1 000 Ω (R_1 des figures 8-29 et 8-30), mais il est important de noter que le rendement de ce détecteur devient encore meilleur lorsque cette résistance de charge a une valeur plus faible, ce qui ne peut que favoriser l'adaptation au premier étage B.F., généralement à résistance d'entrée faible.

Quant à la résistance d'entrée de ce détecteur, elle est du même ordre de grandeur que celle d'un détecteur à diode et dépend de la résistance de charge R_1.

L'enroulement L_2, disposé sur le même mandrin que le primaire L_1, doit comporter quelque 20 spires en fil émail-nylon de 0,15 mm, avec une prise au milieu de l'enroulement.

En principe, n'importe quel transistor germanium ou silicium peut être utilisé pour un tel détecteur, mais on doit choisir, de préférence, des transistors habituellement employés pour l'amplification F.I., à moins qu'il ne s'agisse de transistors silicium qui, même dans les types B.F., ont une réponse en fréquence très largement suffisante.

Bien entendu, rien n'empêche d'utiliser dans ces montages des transistors *n-p-n*, en tenant compte simplement que la tension de C.A.G. disponible au point *a* est, pour chaque montage, inverse de celle qui existe avec un transistor *p-n-p*. A ce propos, on se rend compte, évidemment, que la tension en *a* de la figure 8-30 est de polarité opposée par rapport à celle de la figure 8-29 : plus positive par rapport à la masse.

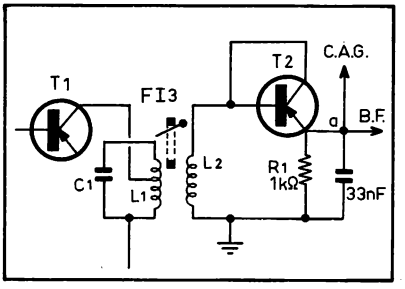


Fig. 8-31. — Ce détecteur à transistor présente l'avantage de ne pas avoir besoin d'une prise intermédiaire ou secondaire.

Pour en terminer avec ces montages détecteurs simples, on peut signaler encore celui de la figure 8-31, qui ne demande aucune prise intermédiaire sur le secondaire L_2 et dont les performances sont tout à fait comparables à celles du détecteur de la figure 8-30. Le secondaire L_2 a les mêmes caractéristiques que précédemment : quelque 20 spires en fil émail-nylon de 0,15 mm, enroulées sur le même mandrin que L_1.

Quelques détecteurs à transistors plus « étudiés »

Le schéma de la figure 8-32 représente un détecteur à transistor qui, en même temps, amplifie le signal détecté, ce qui lui confère un avantage considérable par rapport à un détecteur diode classique. Cependant, ce type de montages présente aussi quelques inconvénients : son gain dépend dans une certaine mesure de la fréquence et sa résistance d'entrée est, en règle générale, plus faible que celle d'un détecteur diode.

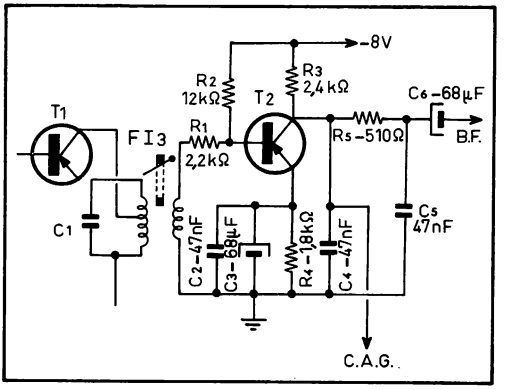


Fig. 8-32. — Schéma d'un détecteur à transistor où ce dernier fonctionne également en amplificateur.

Dans les détecteurs du type de celui de la figure 8-32, c'est l'allure non linéaire du courant de collecteur en fonction de la tension appliquée à la base qui détermine l'effet détecteur. Pour que le point de fonctionnement du transistor soit placé dans la zone de pente maximale, il est indiqué de n'appliquer à la base qu'une polarisation faible, négative de 50 à 100 mV par rapport à l'émetteur (pour un *p-n-p*), du moins lorsqu'il s'agit d'un « germanium ». Pour un « silicium » cette polarisation devra être à peu près double. Elle est déterminée par le diviseur de tension R_1-R_2 de la figure 8-32.

En choisissant pour T_2 un transistor du type AF126 ou analogue, ou encore un « silicium » tel que BF195, BF451 ou équivalent, on obtient, pour le schéma de la figure 8-32, une résistance d'entrée de 3,5 kΩ environ, et une détection linéaire pour un signal F.I. supérieur à 100-150 mV.

Le coefficient de transmission de l'ensemble, pour un signal F.I. de 200 mV et une résistance d'entrée de 1 000 Ω, est, compte tenu du gain apporté par le transistor, environ 100 fois plus grand que celui d'un détecteur diode ordinaire. Cela signifie que si nous avons à l'entrée, un signal de 200 mV, le premier étage B.F. recevra à peu près 20 mV dans le cas d'un détecteur à diode et 2 V dans celui d'un détecteur réalisé suivant le schéma de la figure 8-32.

Signalons, enfin, que la résistance d'entrée d'un transistor en régime de détection est nettement supérieure à celle d'un amplificateur, et représente généralement quelques milliers d'ohms.

La résistance R_3 sera choisie de valeur supérieure de 5 à 10 fois à la résistance d'entrée de l'étage B.F. suivant.

Quelques exemples de réalisations « industrielles »

Voici tout d'abord le schéma d'un détecteur utilisé sur un récepteur anglais datant de quelques années (fig. 8-33). La détection y est assurée par le transistor T_2 qui constitue aussi le premier amplificateur B.F. La tension continue apparaissant à l'arrivée d'un signal au point *a* est utilisée pour commander automatiquement le gain de l'unique étage F.I. constitué par le transistor T_1, qui est un AF117. Il faut tenir compte du fait que la tension continue que l'on obtient en *a* devient d'autant plus positive par rapport au « moins » de l'alimentation que le signal reçu est plus fort.

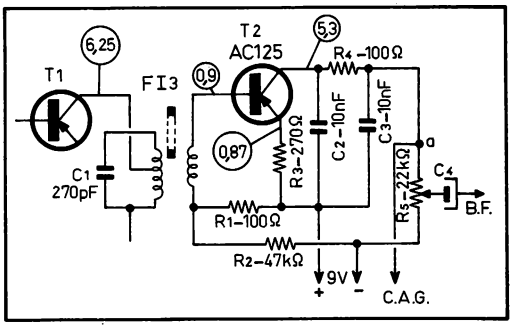


Fig. 8-33. — Un autre schéma d'un détecteur à transistor, avec quelques modifications de détail par rapport au précédent.

Un deuxième schéma, celui de la figure 8-34, est également de provenance anglaise et il a ceci de particulier que le transistor détecteur T_2 y est utilisé en montage base commune. Rappelons qu'un tel montage est caractérisé par une résistance d'entrée faible, généralement inférieure à 100 Ω, et une résistance de sortie élevée. Pour éviter un amortissement excessif du circuit de liaison FI3, le secondaire L_2 doit comporter très peu de spires.

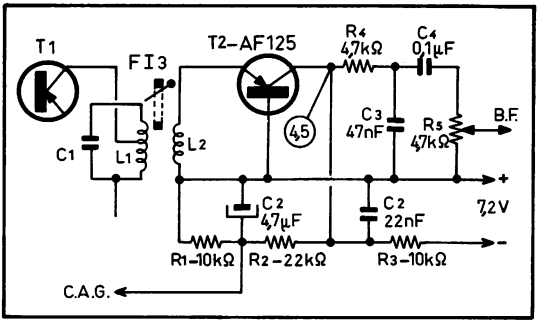
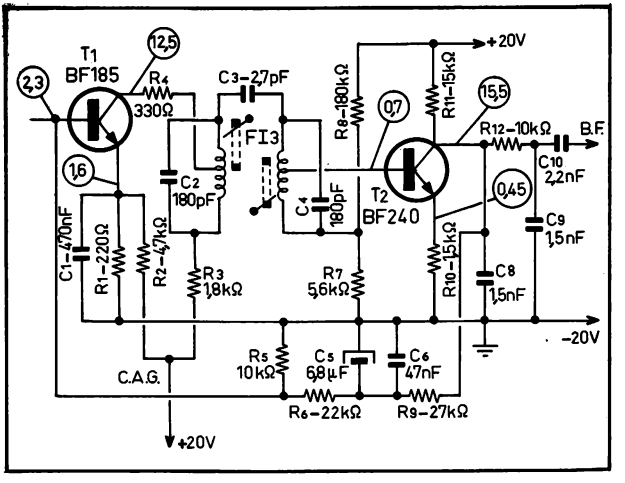


Fig. 8-34. — Dans ce schéma de détecteur à transistor, ce dernier est utilisé en base commune.

Autrement dit, le rapport n du transformateur L_1-L_2 doit être abaisseur et aussi élevé que possible. Dans ces conditions, l'influence de la résistance d'entrée faible du détecteur diminuera proportionnellement au carré de n, tandis que la tension F.I. disponible aux bornes du secondaire sera proportionnelle à n.

Fig. 8-35. — Un schéma de détecteur-amplificateur à transistor *(ITT)*.



Par exemple, si nous avons en FI3, un transformateur normal pour un détecteur diode, avec $C_1 = 1,5$ nF, le nombre de spires serait de 165 pour L_1 et de 120 pour L_2. Le rapport n est donc de 1,38 très sensiblement et l'amortissement du détecteur se fait sentir d'une façon non négligeable. Si on ramène le nombre de spires secondaires à 30, le rapport n devient égal à 5,5, soit quatre fois la valeur primitive. L'influence de l'amortissement se fera sentir 16 fois moins, tandis que la tension F.I. disponible au secondaire ne serait réduite que dans le rapport 4, ce qui n'est pas gênant, car le gain en tension d'un étage base commune est tout à fait comparable à celui d'un étage émetteur commun.

La tension de C.A.G. est prélevé sur le collecteur du transistor T_2 et tout ce que nous avons dit sur sa « polarité » à propos du montage précédent reste valable ici. Les éléments R_1, R_2 et C_2 sont destinés à filtrer la tension de C.A.G. et de fixer le potentiel de repos de la base de l'étage commandé. Bien entendu, ces éléments doivent être prévus sur tous les autres schémas de détecteurs à transistors, avec éventuellement des valeurs différentes pour R_1 et R_2 en fonction de la conception du montage.

Le montage de la figure 8-35 est tiré d'un ensemble Hi-Fi stéréo récent fabriqué par *ITT*. Le transistor détecteur (et amplificateur) y compense la « faiblesse » de gain F.I. qui ne comporte qu'un seul étage. Le circuit de C.A.G. a été représenté sur ce schéma dans sa totalité. Toutes les tensions indiquées sur ce schéma sont positives et mesurées par rapport au châssis, c'est-à-dire le « moins » de la tension d'alimentation.

Détecteurs FM

Le détecteur pour ainsi dire universel pour la voie FM d'un récepteur est le détecteur de rapport, de structure bien connue, que nous rappelons dans les schémas des figures 8-36, 8-37 et 8-38, donnés à titre d'exemples.

La figure 8-36 représente le détecteur tout à fait classique, sans aucun élément ajustable et sans prélèvement de la tension pour le circuit de C.A.F. (commande automatique de fréquence). Le point délicat d'un détecteur de rapport est son réglage, mais nous verrons cette question plus loin. A part cela, les pannes les plus fréquentes se réduisent à une diode défectueuse ou bien à un court-circuit ou une coupure (perte de capacité) de l'électrochimique C_5.

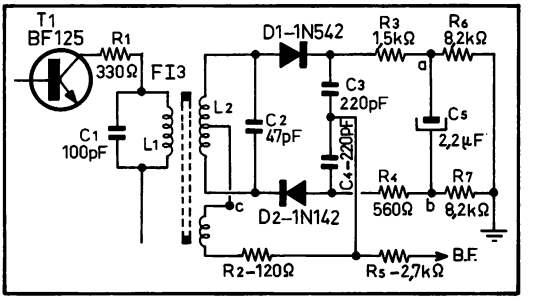


Fig. 8-36. — Un détecteur de rapport sans circuit de C.A.F.

Si on doit remplacer une diode, il est hautement recommandé de remplacer les deux, après les avoir appariées (identité des résistances inverse et directe, ou du moins leurs valeurs très proches). En ce qui concerne le type de diodes à utiliser, on se reportera à ceux que nous avons indiqués à propos des détecteurs diodes AM.

En fonctionnement normal et au repos, en l'absence de tout signal, on trouve généralement une faible tension continue entre les points *a* et *b*, de l'ordre de 0,6-0,7 V, et une tension nulle au point *c*, c'est-à-dire au point milieu du secondaire L_2.

Dans le schéma de la figure 8-37, on a représenté le circuit de C.A.F. qui aboutit à la diode varicap du tuner FM à travers R_5, R_6 et R_8. Tant que la fréquence de l'oscillateur de ce tuner conserve, pour chaque émission reçue, une valeur telle qu'il en résulte une fréquence intermédiaire de 10,7 MHz, la tension au point *a* reste nulle et la diode varicap du tuner présente une certaine capacité définie par la tension de « repos » qui lui est appliquée.

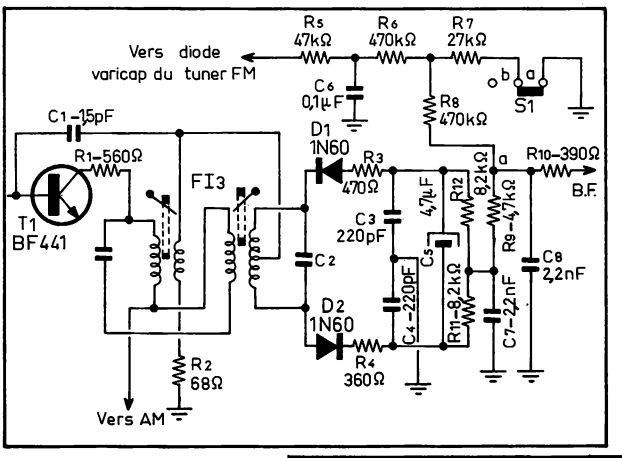


Fig. 8-37. — Un détecteur de rapport avec un circuit de C.A.F. commutable *(ITT)*.

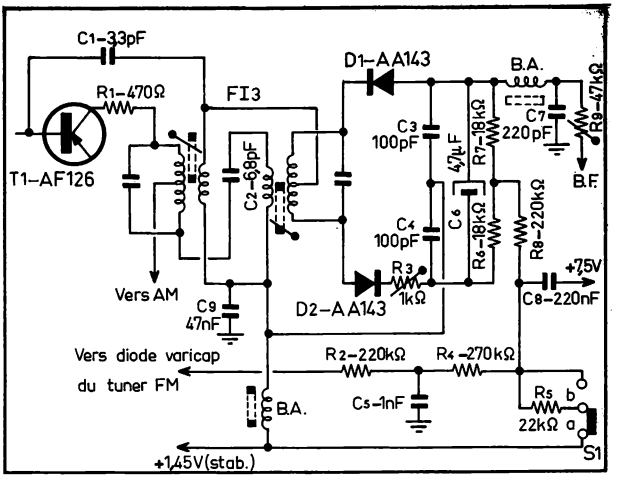


Fig. 8-38. — Un autre exemple de détecteur de rapport avec un circuit de C.A.F. commutable *(Schneider)*.

Mais dès qu'il se produit une dérive de l'oscillateur, la fréquence intermédiaire n'est plus de 10,7 MHz et le détecteur de rapport se trouve « décalé, » à la suite de quoi il apparaît en *a* une tension continue d'autant plus élevée que le désaccord est plus important, et dont la polarité varie suivant le sens du désaccord. Cette tension est transmise à la diode varicap du tuner, dont la capacité augmente ou diminue, de façon à remettre l'oscillateur dans le « droit chemin ».

L'inverseur S_1 dans la position représentée sur le schéma met le dispositif de C.A.G. hors circuit. En enfonçant la touche correspondante, on passe en position *b* et la totalité de la tension continue qui pourrait apparaître en *a* est transmise à la diode varicap.

Le schéma de la figure 8-38 *(Schneider)* ressemble assez au précédent, mais comporte un élément ajustable R_3, que l'on utilise au moment du réglage du détecteur de rapport. L'inverseur S_1 sert également pour mettre en circuit ou hors circuit l'action de la C.A.F. : pas de C.A.F. en *a*; C.A.F. en *b*.

CHANGEMENT DE FRÉQUENCE EN AM
CIRCUITS D'ENTRÉE – ANTENNES

MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE A UN SEUL TRANSISTOR

Nous allons voir, successivement, la façon dont fonctionne un étage changeur de fréquence à un seul transistor, les limites entre lesquelles peuvent varier les valeurs des éléments d'un schéma classique, les tensions que l'on doit mesurer en différents points de ce schéma, et quelques variantes que l'on peut rencontrer.

Comment se présente un étage changeur de fréquence

L'étage changeur de fréquence d'un récepteur portable à transistors est équipé, sauf de très rares exceptions, d'un seul transistor, qui remplit simultanément les fonctions d'oscillateur et de mélangeur du signal reçu avec l'oscillation locale.

Le schéma de la figure 9-1 représente la structure assez classique de l'oscillateur, où le transistor est utilisé en « base commune », l'oscillation étant obtenue par un couplage entre le circuit d'émetteur et celui de collecteur. La base reçoit une polarisation fixe à l'aide d'un diviseur de tension 3,3 kΩ-18 kΩ et se trouve pratiquement à la masse, du moins pour les fréquences de l'oscillateur, par le condensateur C_1. Dans un montage réel, comme ceux dont nous verrons quelques exemples plus loin, ce condensateur amène à la base le signal reçu prélevé sur un enroulement de couplage du circuit d'entrée.

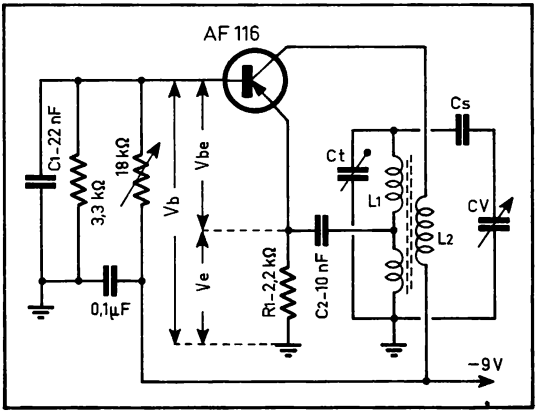


Fig. 9-1. — Un oscillateur classique, à base commune, où l'oscillation est obtenue grâce à un couplage entre les circuits d'émetteur et de collecteur.

Le choix du montage « base commune » pour l'oscillateur est justifié par le souci d'obtenir une tension d'oscillation d'amplitude aussi constante que possible sur toute l'étendue des gammes couvertes, ce qui est essentiel si l'on veut que la sensibilité du récepteur soit également à peu près constante d'une extrémité à l'autre de chaque gamme.

Il est important de se rappeler que la fréquence d'un oscillateur tel que celui de la figure 9-1 dépend de la tension d'alimentation. Ce phénomène est particulièrement sensible sur la gamme O.C., où le point de réception d'un émetteur se déplace au fur et à mesure que les piles vieillissent. Pour l'éviter, le seul moyen est de stabiliser la tension d'alimentation de l'oscillateur, ce qui est relativement simple, étant donné que le courant consommé par le transistor changeur de fréquence est faible. Mais pour des raisons d'encombrement et de prix de revient de tels dispositifs stabilisateurs n'existent que sur des appareils plus grands et plus chers.

Pour se rendre compte si un oscillateur tel que celui de la figure 9-1 fonctionne, on peut, par exemple, contrôler à l'aide d'un oscilloscope la tension H.F. aux bornes de la résistance R_1. On doit y trouver, si tout va bien, une tension dont l'amplitude se situe entre 70 et 180 mV. Pour cette mesure, il n'est nul besoin d'utiliser un oscilloscope de hautes performances, mais un appareil dont le balayage horizontal va jusqu'à 50-100 kHz et dont l'amplificateur vertical présente une bande passante de quelque 2 MHz.

Si l'on ne dispose pas d'oscilloscope, on peut utiliser un voltmètre électronique ou même un contrôleur, à condition que sa résistance propre soit supérieure à 50 kΩ/V. La mesure se fait alors en deux temps : d'abord V_e; ensuite V_b. La différence $V_b - V_e$ doit se situer entre +0,08 et −0,2 V lorsqu'il s'agit d'un transistor « alliage-diffusion » (AF116, par exemple). Si l'on obtient un résultat supérieur à 200 mV, on peut dire que le transistor n'oscille pas. A noter que dans les transistors plus anciens, du type « alliage » (OC44, par exemple), la base reste constamment positive par rapport à l'émetteur lorsque le transistor oscille.

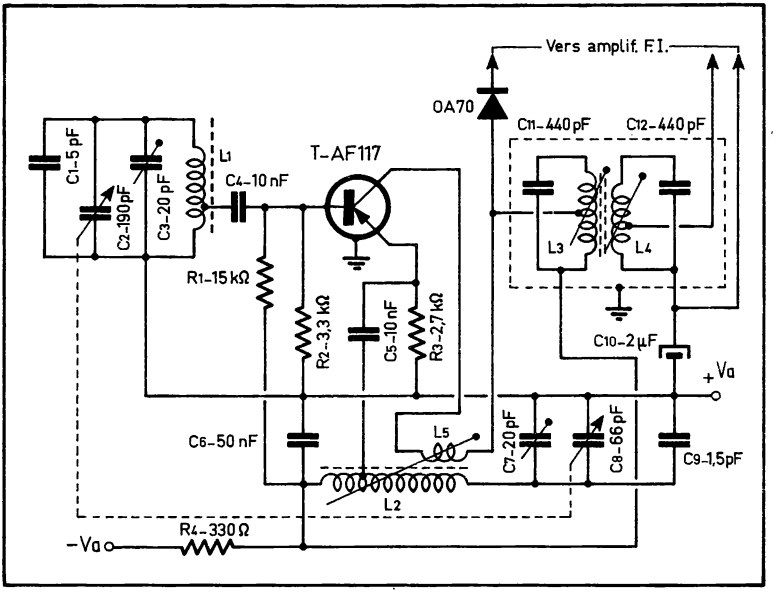


Fig. 9-2. — Schéma typique d'un étage changeur de fréquence. La commutation P.O.-G.O. est volontairement supprimée.

Le schéma de la figure 9-2 représente un étage changeur de fréquence dans sa forme réelle, où, pour simplifier le dessin, la commutation des gammes n'a pas été représentée. On y voit que l'enroulement L_5 de l'oscillateur se trouve partiellement en série avec le primaire L_3 du premier transformateur F.I.

Tolérance dans la valeur des différents éléments

Il est important de savoir dans quelle mesure la valeur de certains éléments agit sur le fonctionnement d'un étage changeur de fréquence. Les indications ci-dessous se rapportent, en principe, aux schémas des figures 9-1 et 9-2, mais peuvent être facilement transposées à d'autres montages analogues.

Les condensateurs C_1 et C_3 du circuit d'entrée ne peuvent influencer que la gamme couverte par ce dernier. Si leur valeur est trop élevée, la gamme couverte se rétrécit et il peut en résulter un manque de sensibilité aux fréquences élevées (par exemple, vers 1 500 kHz en P.O.).

La valeur de C_4 (fig. 9-2) peut être comprise entre 5 et 50 nF. Si elle est trop élevée, l'inconvénient n'est pas sérieux, à condition que l'inductance propre du condensateur utilisé soit négligeable. Si elle est trop faible, l'impédance qu'elle introduit entre la base et la masse peut se répercuter sur le fonctionnement de l'oscillateur (la base n'est plus tout à fait à la masse).

La valeur de C_5 peut être également comprise entre 5 et 50 nF. Une valeur trop élevée présente les mêmes inconvénients que ci-dessus : possibilité d'une inductance propre non négligeable pouvant perturber le fonctionnement de l'oscillateur. Une valeur trop faible peut conduire à un couplage insuffisant, donc à une oscillation d'amplitude insuffisante ou instable.

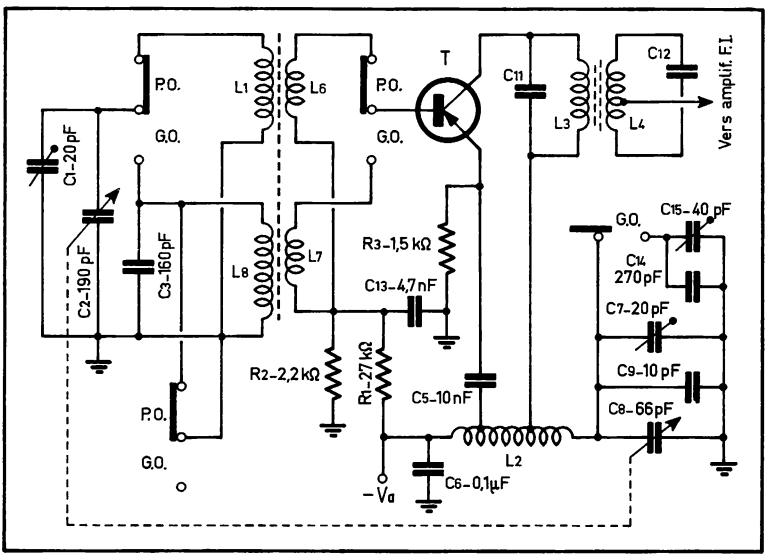


Fig. 9-3. — Autre schéma d'un étage changeur de fréquence.

La valeur du condensateur de découplage C_6 peut être comprise entre 10 et 100 nF. Une valeur trop faible crée des risques de réaction, donc d'instabilité et d'accrochages divers par la source d'alimentation.

La valeur des condensateurs tels que C_8 et C_9 (fig. 9-2) ou C_7, C_9, C_{14} et C_{15} (fig. 9-3) dépend des caractéristiques du bobinage oscillateur. Elle est toujours critique et son écart de plus de $\pm$ 5 % par rapport à la valeur indiquée par le constructeur conduit à la difficulté ou même à l'impossibilité d'aligner correctement le récepteur : emplacements des stations décalés par rapport aux repères du cadran, manque de sensibilité dans le haut ou dans le bas d'une gamme, etc.

La valeur normale de R_1 doit se situer, pour ces schémas, entre 10 et 30 kΩ. Si elle est trop élevée, la base du transistor devient trop positive, d'où un gain plus faible (manque

de sensibilité) et une oscillation instable. Si elle est trop élevée, la base devient trop négative, le courant de collecteur du transistor devient trop élevé et l'étage changeur de fréquence ne fonctionne plus dans les conditions normales.

Pour la résistance R_2, c'est évidemment le contraire. Si sa valeur est trop élevée (valeur normale comprise entre 1,5 et 10 kΩ), le courant de collecteur devient trop élevé. Si elle est trop faible, la base du transistor est trop positive par rapport à l'émetteur, d'où manque de sensibilité et oscillation instable, pouvant même disparaître complètement.

La valeur normale de R_3 se situe entre 1,5 et 5 kΩ. Le dépassement de ces limites se traduit par les mêmes conséquences que pour la résistance R_1 : manque de sensibilité et arrêt ou instabilité de l'oscillation si sa valeur est trop élevée; courant de collecteur trop élevé si cette valeur est trop faible.

Tensions normales

Le schéma de la figure 9-4 représente un étage changeur de fréquence complet, avec tous les détails de commutation G.O.-P.O.-FM. La position de tous les contacts du schéma est celle correspondant à la gamme P.O., c'est-à-dire lorsque la touche P.O. du clavier de commande est enfoncée, agissant sur S_1, S_2 et S_6. La touche G.O. commande uniquement

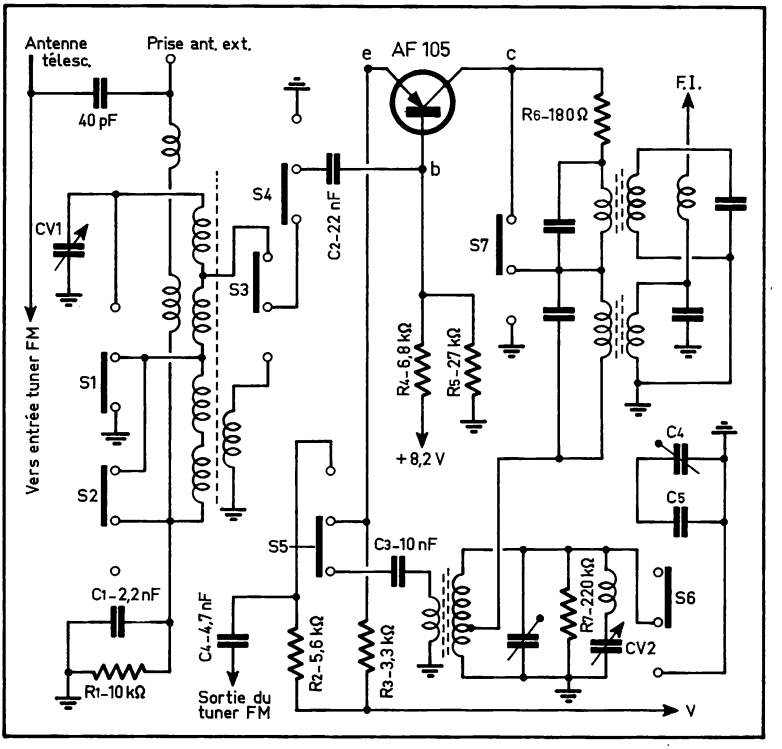


Fig. 9-4. — Dans ce changeur de fréquence c'est le moins de la batterie qui est à la masse.

le contact S_3 et la touche FM les contacts S_4, S_5 et S_7. On voit, en particulier, que dans cette dernière position la résistance d'émetteur change de valeur (R_2 s'ajoute en parallèle sur R_3) et que l'oscillateur cesse de fonctionner par la mise à la masse par S_7 de la prise intermédiaire du bobinage. Le transistor ne fonctionne donc plus en oscillateur-mélangeur,

mais en amplificateur F.I. du signal qui lui parvient du tuner FM et qui se trouve appliqué sur l'émetteur, à travers C_4. En même temps, C_2 se place entre la base et la masse, de sorte que le transistor est utilisé en base commune.

Toutes les tensions, de base, d'émetteur et de collecteur, se trouvent modifiées et c'est une particularité dont on doit tenir compte, lors des mesures de tensions, dans tout récepteur « mixte », AM/FM.

Le schéma de la figure 9-4, bien que très courant, comporte quelques variantes de détail dont nous indiquons un certain nombre dans les schémas partiels qui suivent. Par ailleurs, le tableau 9-I réunit tous les renseignements relatifs à ces différents schémas : valeur des éléments et tensions en AM, et en FM lorsque le récepteur comporte cette dernière gamme. Les tensions en FM sont indiquées entre parenthèses.

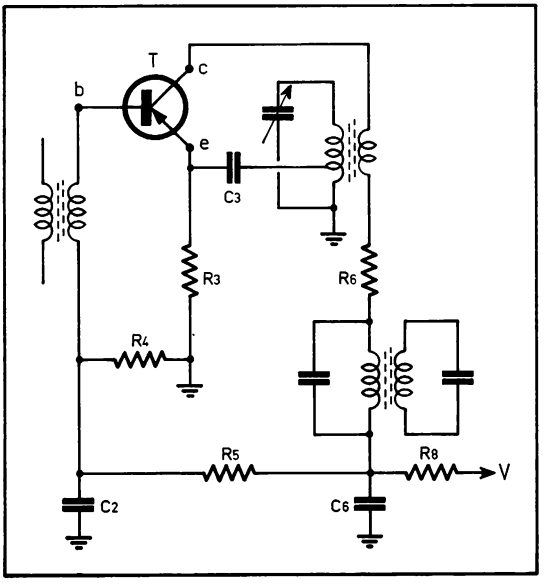


Fig. 9-5. — Le plus (+) batterie de ce changeur de fréquence est à la masse.

Toutes les tensions indiquées dans le tableau 9-1 sont mesurées par rapport à la base de la résistance d'émetteur (voir la figure 3-20).

Quelques remarques à propos des différentes variantes. On rencontre souvent des montages où le bobinage « oscillateur » du circuit de collecteur est placé avant le primaire du premier transformateur F.I. (fig. 9-5). De même, dans certains montages, la capacité de liaison C_3 d'oscillation est commutée et sa valeur change suivant la gamme : par exemple, 47 nF en G.O., 22 nF en P.O. et 2,2 nF en O.C. Il est évident que, dans ce cas, on peut avoir une absence d'oscillation sur une gamme seulement et il est donc toujours prudent, en ce qui concerne l'étage changeur de fréquence, de contrôler les tensions sur toutes les gammes.

Dans le montage de la figure 9-4 c'est le « moins » de la batterie qui est réuni à la masse, à travers une résistance de 220 Ω, ce qui explique le fait que la tension V (mesurée par rapport à la masse) n'est que de 7,55 V seulement. Dans le montage de la figure 9-5 c'est le contraire : le « plus » à la masse.

Enfin, lorsqu'une cellule de découplage telle que R_8-R_6 existe, la valeur de C_6 se situe le plus souvent entre 10 et 47 nF.

Dans les récepteurs AM/FM le transistor changeur de fréquence n'est pas toujours utilisé en base commune en position FM, comme sur le schéma de la figure 9-4. L'injection du signal provenant du tuner se fait également, et très souvent, sur la base du transistor convertisseur, auquel cas une commutation est généralement prévue pour mettre à la masse le condensateur C_3 et le transformer, par conséquent, en « émetteur commun ».

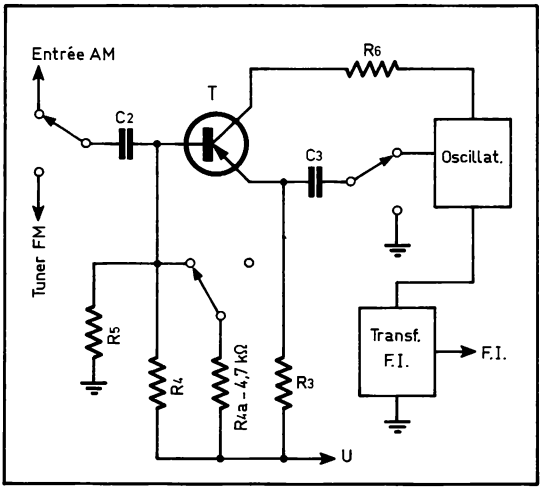


Fig. 9-6. — Dans les récepteurs AM/FM la sortie du tuner est souvent appliquée à la base du transistor changeur. Cette disposition impose une commutation AM-FM.

Parallèlement, on prévoit aussi une commutation de façon à polariser la base différemment (fig. 9-6), la résistance R_{4a} se mettant en parallèle sur R_4 en AM.

Variantes et exemples de réalisation

Le schéma de la figure 9-7 représente une variante du montage de la figure 9-5 en ce sens que la position de l'oscillateur et du premier transformateur F.I. y est inversée et que la façon de polariser la base est un peu différente. Mais, de toute façon, ce sont là des détails qui ne changent rien au principe du montage.

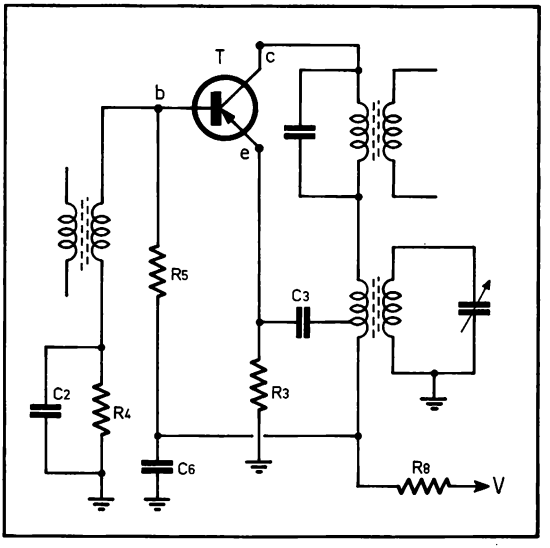


Fig. 9-7. — Variante du montage précédent.

De même, dans le schéma de la figure 9-8, où le « plus » de la batterie est réuni à la masse, la tension alimentant le circuit de base est prélevée avant la résistance R_8 découplant le circuit de collecteur. De plus, la liaison de la base avec les bobinages d'entrée se fait à travers un condensateur (C_2).

Le schéma de la figure 9-9 est tiré d'un petit récepteur *Grundig*, P.O.-G.O. Il est assez représentatif de la technique actuelle où l'on recherche la stabilisation aussi efficace que possible du régime d'un transistor, en l'occurrence d'un changeur de fréquence, en présence des variations de la tension d'alimentation (usure des piles). La polarisation de base est stabilisée ici à l'aide d'une diode silicium spéciale, que l'on appelle souvent, à tort, Zener, car, à la différence des vraies « Zener », elle est utilisée dans le sens direct, ce qui est toujours le cas lorsqu'il s'agit de stabiliser de très faibles tensions, de l'ordre de 0,7 à 2 V. Le circuit de stabilisation comprend ici la résistance chutrice R_2 et la diode D_1, ce qui donne au point *a* une tension de 1,8 V environ, qui ne varie que très peu même lorque la tension de la pile ne représente plus que quelque 55 à 60 % de la valeur nominale.

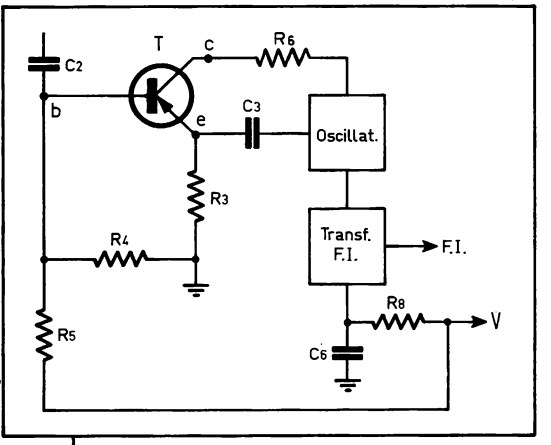


Fig. 9-8. — Dans les récepteurs AM on trouve souvent ce schéma-bloc.

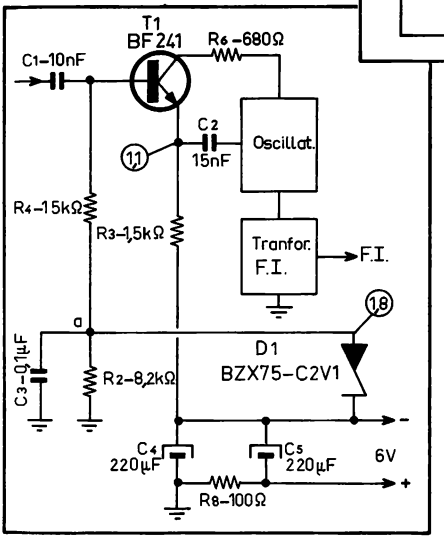


Fig. 9-9. — Dans cet étage changeur de fréquence, la polarisation de la base est stabilisée à l'aide d'une diode spéciale *(Grundig)*.

L'étage changeur de fréquence de la figure 9-10 fait partie d'un récepteur auto P.O.-G.O. de *Grundig*, fonctionnant sur 12 V. Ici, il s'agit d'une véritable diode Zener (D_1), stabilisant à 9,2 V toute la tension d'alimentation de la partie H.F. et F.I. du récepteur. Une résistance de 680 Ω est prévue entre le « plus » de la batterie et le point *a*.

La figure 9-11 représente le schéma d'un étage changeur de fréquence de structure un peu particulière, dont on voit rarement des exemples dans les récepteurs du commerce. Le circuit de collecteur du transistor T_1 ne comporte que le primaire du transformateur F.I. et n'intervient pas dans l'oscillateur, qui fonctionne par couplage entre la base et l'émetteur, grâce à un enroulement couplé au circuit d'accord.

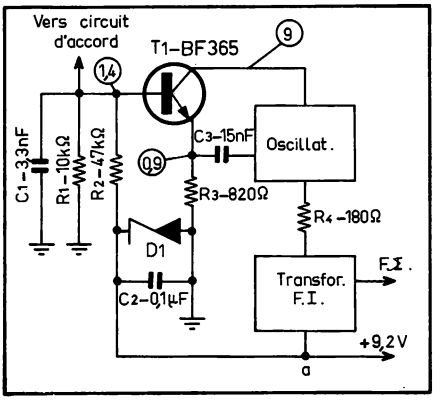


Fig. 9-10. — Schéma de l'étage changeur de fréquence d'un récepteur auto avec stabilisation par D_1 de la tension alimentant les étages H.F. et F.I. *(Grundig)*.

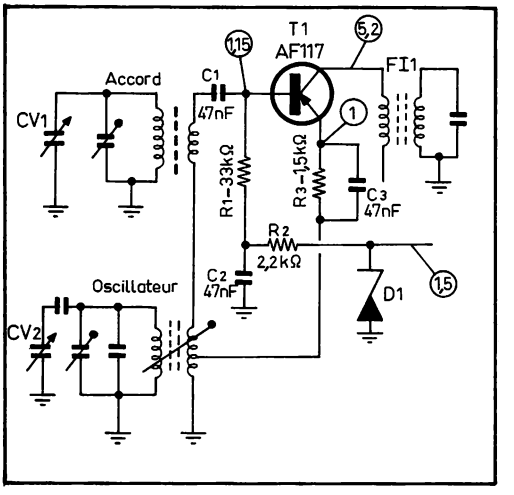


Fig. 9-11. — Schéma d'un étage changeur de fréquence où l'oscillation se fait par couplage entre la base et l'émetteur.

Quelques mots pour finir à propos du tableau 9-1. Lorsque la colonne C_2 indique deux valeurs différentes, comme c'est le cas pour le schéma n° 14, la première de ces valeurs correspond à la position AM et la seconde à la position FM (transistor utilisé en amplificateur F.I.).

Lorsque la colonne C_3 fait mention de deux ou plusieurs valeurs, cela signifie que la valeur de ce condensateur change avec la gamme, la plus faible étant toujours celle qui correspond à la (ou les) gamme O.C.

Par exemple, pour les schémas 11 et 16, le condensateur C_3 prend trois valeurs différentes : 2,2 nF en O.C.; 10 nF en P.O.; 100 nF en G.O.

MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE A DEUX TRANSISTORS

En règle générale, lorsqu'il s'agit d'un récepteur destiné à recevoir dans les meilleures conditions possibles une ou plusieurs gammes O.C. ou bandes étalées, on donne la préfé-

Tableau 9-1

Valeur des éléments et tensions normales d'un étage changeur de fréquence

N°	Fig.	Transistor	R_2 (kΩ)	R_3 (kΩ)	R_4 (kΩ)	R_5 (kΩ)	R_6 (Ω)	R_8 (Ω)	C_2 (nF)	C_3 (nF)	Tensions (volts) Va	c	e	b
1	9 - 4	AF105	5,6	3,3	6,8	27	180		22	10	7,55(6,9)	7,40(6,8)	1,35(1,1)	1,55(1,4)
2	9 - 4	AF115		1	5,6	33	180		27	100	7(7)	6,8(6,9)	0,9(0,7)	1,1(1)
3	9 - 5	SFT117		10	33	22		1500	39	2,2 à 39	7,9	6,8	3,8	3,9
4	9 - 5	AF126		2,2	2,7	15		1500	100	22	8,6	7,5	1,2	1,12
5	9 - 7	AF125		1,5	2,2	24		1000	33	4,7	5,6	5,35	0,32	0,43
6	9 - 8	AF126		1,5	3,3	47		2700	100	10	7,7	6,6	0,5	0,6
7	9 - 2	AF117		2,7	3,3	15		330	10	10	7,2	6,85	1,2	1,3
8	9 - 4	AF116	1,8	3,3	3,3	15	180		47	10	7,4(6,9)	7,25(6,8)	1,1(0,9)	1,3(1,2)
9	9 - 5	AF124		1,5	3,9	10	330		2,2	22	4,7	4,6	0,6	1
10	9 - 6	SFT316		1	3,9	18	470		10	22	8,3(7,8)	7,4(7,3)	0,6(1)	0,8(1,3)
11	9 - 4	AF126		2,2	8,2	22	220		100	2,2 à 100	7,5	6,75(6,55)	1,15(1,6)	1,45(1,9)
12	9 - 8	BF233		3,3	68	100	220	470	47	10	9	8,4	2,7	3,4
13	9 - 8	BF233		1		1000	470	470	100	10 ou 110	8,3	7,4	1	1,4
14	9 - 8	AF126		1,2	150	22	220	1000	22 ou 47	22	7,1	6,45(5,7)	0,6(1,3)	0,76(1,56)
15	9 - 9	BF241	8,2	1,5	15		680	100	10	15	5,5	4,95	1,2	1,9
16	9 - 4	AF126		2,2	8,2	22	220		100	2,2 à 100	7,5	6,85	0,3	0,5
17	9 - 8	AF137		1	82	10			47	22	10,3	10,3	0,8	1
18	9 - 8	AF127		0,68	22	56	180			15	4,18	4,18	0,9	1,05
19	9 - 8	BF365		0,82	10	47	180			15 ou 37	9,2	8,3	0,9	1,4
20	9 - 8	AF126		1	22	15	150		47	15	7,1	7	0,79	0,96
21	9 - 8	BF194B		0,47		820			47	33	6,4	6,4	0,35	0,75
22	9 - 8	AF127		1,2	12	2,7		390	47	22	4,5	4,26	0,7	1
23	9 - 8	BF185		0,47	12	68	100	470	47	47	20	17,5	1,6	2,2
24	9 - 8	AF 126		1	33	3,3		1000	47	22	7	6,6	0,4	0,5

rence aux étages changeurs de fréquence à deux transistors : un oscillateur et un mélangeur. Si on doit recevoir également la modulation de fréquence, une commutation appropriée bloque l'oscillateur et transforme le modulateur en premier amplificateur F.I. en FM.

Le schéma de la figure 9-12 représente un étage changeur de fréquence à deux transistors faisant partie d'un récepteur AM à six gammes, dont quatre bandes O.C. semi-étalées. Le schéma représente cet étage en position G.O. On voit que le montage de l'oscillateur T_2 ne diffère pas beaucoup de ce qui a été décrit plus haut, la base étant à polarisation fixe par le pont R_8-R_9. L'injection de l'oscillation locale dans le mélangeur se fait sur l'émetteur de ce dernier par l'intermédiaire du condensateur C_4.

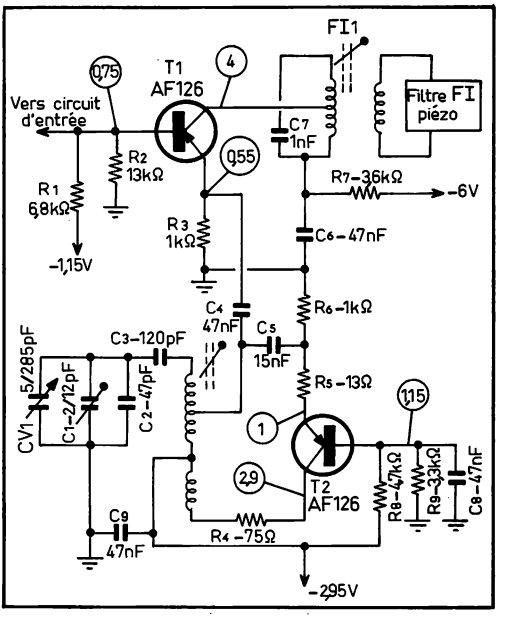


Fig. 9-12. — Schéma d'un étage changeur de fréquence à deux transistors, en position G.O.

Le schéma de la figure 9-13 montre un étage changeur de fréquence à deux transistors associé à un stabilisateur de tension (T_3-D_1) afin d'éviter tout glissement de fréquence en O.C. surtout lorsque les piles commencent à être fatiguées. Ce stabilisateur alimente l'oscillateur et le mélangeur et fonctionne de la façon suivante.

La diode D_1 maintient constante la tension de base du transistor T_3, de sorte que son courant de collecteur, qui alimente les étages à « stabiliser » reste constant ou du moins varie peu lorsque la tension de la batterie d'alimentation diminue. On peut admettre que l'ensemble des circuits ainsi alimentés équivaut à une certaine résistance de charge placée entre les points *a* et *b*, le premier représentant le « plus » de l'alimentation stabilisée. Étant donné la constance du courant de collecteur de T_3, la tension entre les points *a* et *b* ne variera que très peu même lorsque la tension d'alimentation diminuera de 40 à 45 %. Autrement dit, l'étage changeur de fréquence continuera à fonctionner normalement même lorsque la tension de la pile ne représente plus que 5 V dans le cas présent.

Le récepteur auquel appartient le schéma de la figure 9-13 est à quatre bandes O.C., en plus des gammes P.O. et G.O. : 25 m (11,7 à 12,1 MHz); 31 m (9,5 à 9,8 MHz); 41 m (7 à 7,3 MHz); 75 — 49 m (3,95 à 6,3 MHz).

En ce qui concerne la structure du schéma du changeur de fréquence lui-même, le couplage entre l'oscillateur T_2 et le mélangeur T_1 se fait par l'intermédiaire d'un enroulement séparé L_1 sur l'oscillateur et le condensateur C_5 aboutissant à l'émetteur de T_1.

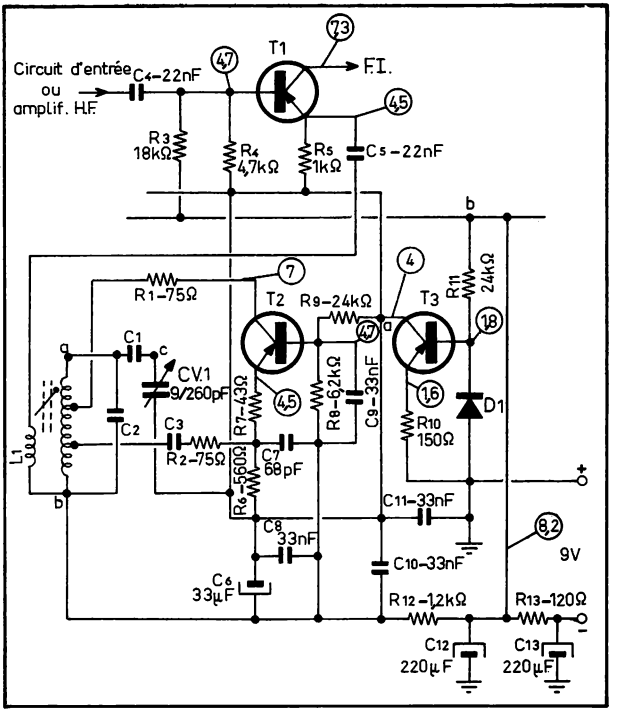


Fig. 9-13. — Schéma d'un étage changeur de fréquence à deux transistors associé à un stabilisateur de tension d'alimentation.

Tableau 9-2

Caractéristiques du bobinages de l'oscillateur de la figure 9-13

Gamme	Enroulement (fig. 9-15)	Nombre de spires	Fil émaillé (mm)	Inductance (μH)
25 m	3 - 5 5 - 2 - 1 - 4	2,5 3,5 + 5,25 + 8,5	0,23 0,23	2,3 ± 10 %
31 m	3 - 5 5 - 2 - 1 - 4	3,5 3,5 + 5,25 + 12,5	0,23 0,23	3,3 ± 10 %
41 m	3 - 5 5 - 2 - 1 - 4	3,5 4,5 + 7,25 + 14,5	0,23 0,23	5,8 ± 10 %
49 - 75 m	3 - 5 5 - 2 - 1 - 4	1,25 4,5 + 6,75 + 22,5	0,23 0,23	7,6 ± 10 %
P.O.	3 - 5 5 - 2 - 1 - 4	1,5 4,5 + 8 + 80	0,1 0,1	250 ± 10 %
G.O.	3 - 5	2,5 7,5 + 12 + 160	0,1 0,1	750 ± 10 %

La commutation des gammes se fait par celle des bobinages et des capacités qui y sont associées. La valeur de ces dernières est indiquées sur la figure 9-14 et on remarquera qu'elles sont les mêmes pour les bandes 25 et 31 m.

A titre de curiosité, nous donnons dans le tableau 9-2 les caractéristiques des bobinages de l'oscillateur, dont la figure 9-15 reproduit le schéma avec les numéros facilitant le repérage des différentes sections. Les bobines P.O. et G.O. sont réalisées dans des pots fermés miniatures (diamètre 9 à 1 1mm) et les bobines O.C. sur des mandrins de 6 mm de diamètre environ, munis de vis de réglage en ferrite.

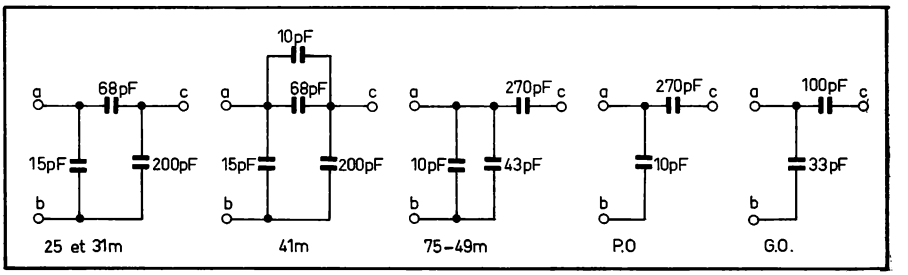


Fig. 9-14. — Valeur des capacités d'appoint commutées en même temps que les bobinages de chaque gamme.

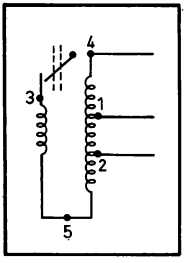


Fig. 9-15. — Numérotage des différents enroulements de l'oscillateur facilitant le repérage des différentes sections.

Tous ces chiffres sont valables pour un condensateur variable de 9-260 pF à peu près. Le nombre de spires de l'enroulement 5-2-1-4 suit l'ordre des chiffres. Autrement dit, pour la gamme 25 m, on compte 3,5 spires entre 5 et 2, 5,25 spires entre 2 et 1 et 7,5 spires entre 1 et 4. L'enroulement 3-5 est à couplage aussi serré que possible avec le reste du bobinage.

Lorsqu'il s'agit de changeurs de fréquence à un seul transistor, il est possible de dégager, en quelque sorte, un schéma type auquel appartiennent la plupart des montages que l'on rencontre dans la pratique. Il n'en est pas de même avec les changeurs de fréquence à deux transistors, où la variété des schémas est nettement plus grande, ce qui ne permet guère de parler d'un schéma-type. Nous avons donc réuni quelques montages « représentatifs », qui couvrent la grande majorité de ceux que l'on peut rencontrer et que nous allons commenter brièvement ci-dessous.

Le changeur de fréquence de la figure 9-16 fait partie d'un récepteur japonais *Toshiba* et ses transistors d'origine sont des 2SA471. L'alimentation se fait par une pile de 6 V, dont le « plus » est réuni à la masse. Toutes les tensions du schéma sont donc négatives par rapport à la masse, et elles sont indiquées pour le fonctionnement en AM. En FM, le mélangeur T_1 se transforme en amplificateur F.I. et la tension à son émetteur n'est plus que de 0,34 V. L'oscillateur T_2 est bloqué par mise à la masse de son émetteur.

Le schéma de la figure 9-17 (*Grundig*) présente une particularité : le couplage entre l'oscillateur et le mélangeur se fait à l'aide d'un enroulement (L_1) et la liaison vers le circuit de base du mélangeur. En position FM, les transistors T_1 et T_2 sont « neutralisés » par coupure de leur circuit commun d'émetteurs. La tension d'alimentation de l'oscillateur, base et collecteur, est stabilisée et ramenée à 4 V, ce qui permet au récepteur de fonctionner normalement avec les piles dont la tension ne représente plus que 40 à 45 % de la tension

nominale. Le système de stabilisation utilisé ressemble à celui de la figure 9-13. Les tensions indiquées sur le schéma ont été mesurées par rapport au « moins » de l'alimentation et sont donc positives. Pour le remplacement éventuel des transistors, on peut s'inspirer des équivalences suivantes : BF254 = BF184, BF194, BF364, BF494, BF274; BF255 = BF185, BF195, BF365, BF495.

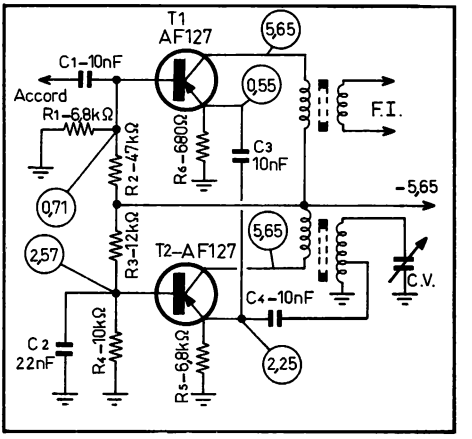


Fig. 9-16. — Étage changeur de fréquence à deux transistors d'un récepteur japonais *Toshiba*. Toutes les tensions indiquées sont négatives par rapport à la masse.

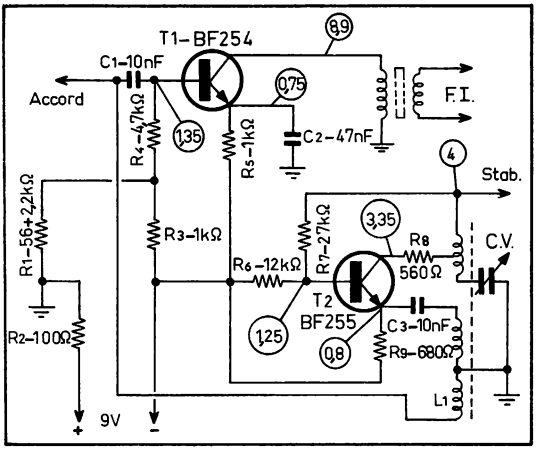


Fig. 9-17. — Étage changeur de fréquence d'un portable stéréo *Grundig*. Toutes les tensions indiquées sont positives par rapport au « moins » de l'alimentation.

Sur la figure 9-18 on trouve l'étage changeur de fréquence d'un récepteur auto *Sonora*, pouvant être alimenté sous 6 ou 12 V par commutation appropriée, les tensions indiquées sur le schéma étant mesurées par rapport au « moins » de la batterie (12 V), donc positives. L'accord des circuits d'entrée et d'oscillation se fait ici par déplacement des noyaux à l'intérieur des bobines, donc par variation d'inductance. La C.A.G. est réalisée ici par la liaison de la base de T_1 avec l'émetteur du premier transistor F.I. soumis, lui, à l'action de la C.A.G.

Le récepteur de la figure 9-18 est un P.O.-G.O., mais il existe, dans la même marque, un récepteur pratiquement identique comportant une bande FM. Les deux transistors de la figure 9-18 sont alors mis hors circuit par coupure de leur circuit d'émetteurs et les tensions que l'on trouve alors en différents points sont évidemment très différentes de la position AM. Le tableau 9-3 résume ces tensions, AM et FM.

En ce qui concerne le remplacement éventuel des transistors, s'inspirer de ce qui a été dit à propos de la figure 9-17.

Tableau 9-3

Tensions en AM et en FM d'un changeur de fréquence analogue à celui de la figure 9-18

Transistor	Tensions (volts)					
	Base		Emetteur		Collecteur	
	AM	FM	AM	FM	AM	FM
T_1	0,7	0,9	0,35	5,1	5	5,55
T_2	2,45	4,7	2	5,1	4,3	5,55

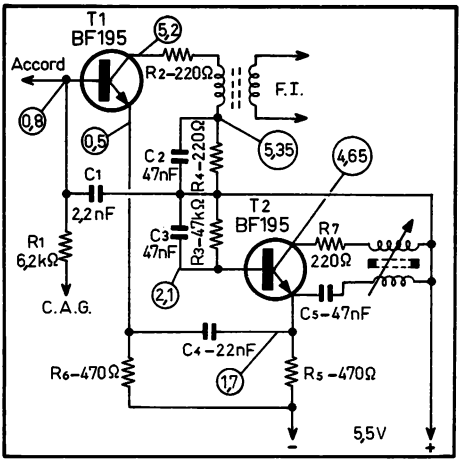


Fig. 9-18. — Étage changeur de fréquence à deux transistors équipant un récepteur auto *Sonora*.

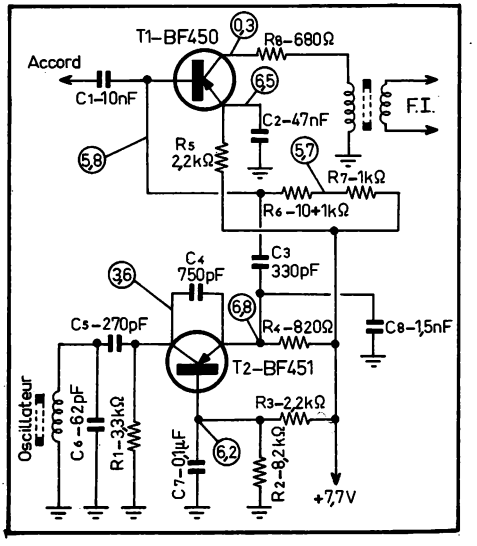


Fig. 9-19 .— Étage changeur de fréquence d'un récepteur auto *Grundig*.

Le changeur de fréquence de la figure 9-19 appartient à un récepteur auto *Grundig* et le montage de son oscillateur (T_2) est assez particulier, ou plus exactement différent de ce que l'on voit habituellement, s'apparentant aux oscillateurs habituellement utilisés dans

les tuners FM, avec le transistor fonctionnant en base commune. Le couplage du mélangeur avec l'oscillateur se fait entre l'émetteur de ce dernier et la base du mélangeur par le condensateur C_3.

Les tensions indiquées sur le schéma sont mesurées avec une tension d'alimentation de 14 V et par rapport à la masse.

En ce qui concerne le remplacement éventuel des transistors, on peut s'inspirer des équivalences suivantes : BF450 = BF455, BF440; BF451 = BF441, BF455, BF340.

Le schéma 9-20 représente l'étage changeur de fréquence d'une chaîne Hi-Fi *ITT*. Le mélangeur T_1 est précédé d'un amplificateur H.F., non représenté sur le schéma, qui en position FM, devient amplificateur F.I., comme d'ailleurs le mélangeur. L'amplificateur F.I. tout entier comprend donc quatre étages au total. Le fonctionnement de l'oscillateur est stabilisé par une polarisation qui l'est également et qui est appliquée à sa base.

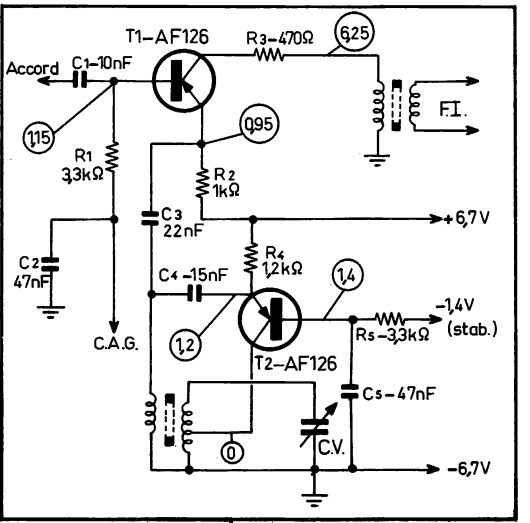


Fig. 9-20. — Étage changeur de fréquence d'une chaîne Hi-Fi stéréo *ITT*.

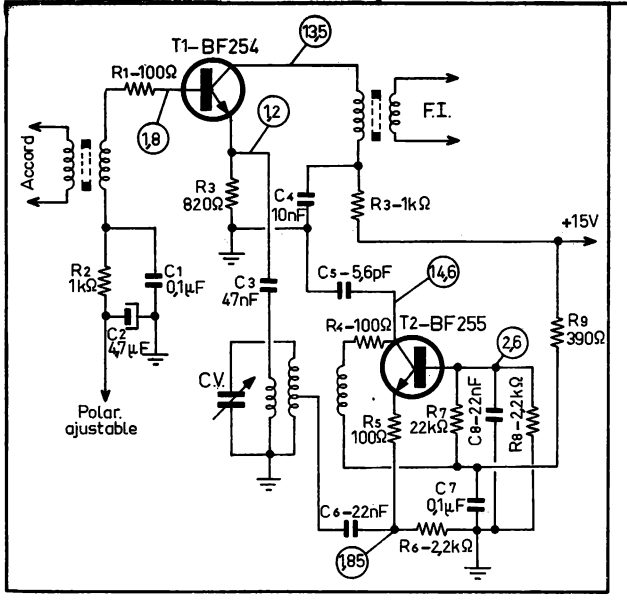


Fig. 9-21. — Étage changeur de fréquence d'une chaîne Hi-Fi *Grundig*.

Les tensions mesurées en différents points et indiquées sur le schéma le sont par rapport au « plus » de l'alimentation, donc négatives, et sont valables en position AM. En position FM ces tensions se modifient comme suit : T_1 — Base 1,05 V; émetteur 0,85 V; collecteur 6,3 V; T_2 — Base 1,4 V; émetteur 1,1 V; collecteur 0 V.

Pour le remplacement éventuel des transistors, s'inspirer des équivalences suivantes : AF126 = AF127, AF132, AF149, AF172, AF196, etc.

Le schéma de la figure 9-21 ne représente rien de bien particulier, sinon le couplage oscillateur-mélangeur par un enroulement séparé du bobinage oscillateur et le condensateur C_3. Il appartient à une chaîne Hi-Fi « quadriphonique » *Grundig* qui comporte, bien entendu, une section FM, où les deux transistors du changeur de fréquence ne jouent aucun rôle. Pour le remplacement des transistors, voir ce qui a été dit à propos du schéma de la figure 9-17.

Le schéma de la figure 9-22 fait partie d'une chaîne Hi-Fi stéréo *Blaupunkt*, dont l'amplificateur F.I., en position FM, est à quatre étages, comprenant le mélangeur T_1, un transistor placé à la sortie du tuner FM et deux étages « base commune ». Les transistors AF201c ou AF 201 peuvent être remplacés par des AF124, AF121, AF142, AF167, etc.

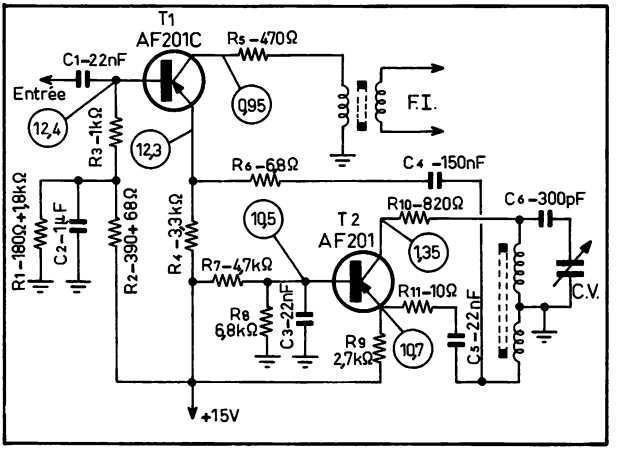


Fig. 9-22. — Étage changeur de fréquence d'un ensemble Hi-Fi stéréo *Blaupunkt*.

Les tensions indiquées sur le schéma correspondent au fonctionnement en AM et sont mesurées par rapport à la masse, donc positives En position FM ces tensions deviennent : sans changement pour la base et l'émetteur de T_1, mais 0,22 V seulement sur le collecteur; 9,8 V à la base de T_2, 10,2 V à l'émetteur et 1,25 V au collecteur.

CIRCUITS D'ENTRÉE-ANTENNES

Un étage changeur de fréquence est le plus souvent précédé de bobinages d'accord correspondant aux différentes gammes couvertes en AM, et beaucoup plus rarement, pour ne pas dire exceptionnellement, d'un étage amplificateur H.F., généralement du type apériodique, ce qui permet d'éviter un élément d'accord variable supplémentaire : une troisième section du condensateur variable, un troisième noyau plongeur, etc., tout en apportant un gain de sensibilité non négligeable.

En règle générale, les bobinages d'entrée d'un petit portable P.O.-G.O. sont constitués par ce qu'on appelle une antenne-ferrite, dont il sera question plus loin, avec, assez souvent, une prise pour une antenne extérieure d'appoint. Si le récepteur comporte une ou plusieurs gammes, il peut y avoir des bobinages d'entrée séparés pour ces gammes, avec une commutation appropriée, une prise d'antenne ou une antenne télescopique, ou encore une antenne-ferrite avec les enroulements O.C.

Quelques exemples de circuits d'entrée et d'antennes-ferrite

Un schéma très simple est celui de la figure 9-23*a* qui ne demande pratiquement aucune explication. Le transistor peut être un changeur de fréquence ou un amplificateur H.F. quelconque, *p-n-p* ou *n-p-n*, germanium ou silicium. Les bobinages d'entrée des deux gammes, P.O. et G.O., sont disposés sur un bâtonnet en ferrite aux dimensions de la figure 9-23*b*. En G.O., la bobine L_1 comporte 255 spires en fil émaillé de 0,12 mm, réparties en 4 sections (inductance : 4,24 mH ± 10 %). La bobine de couplage L_2 compte 20 spires en même fil que ci-dessus.

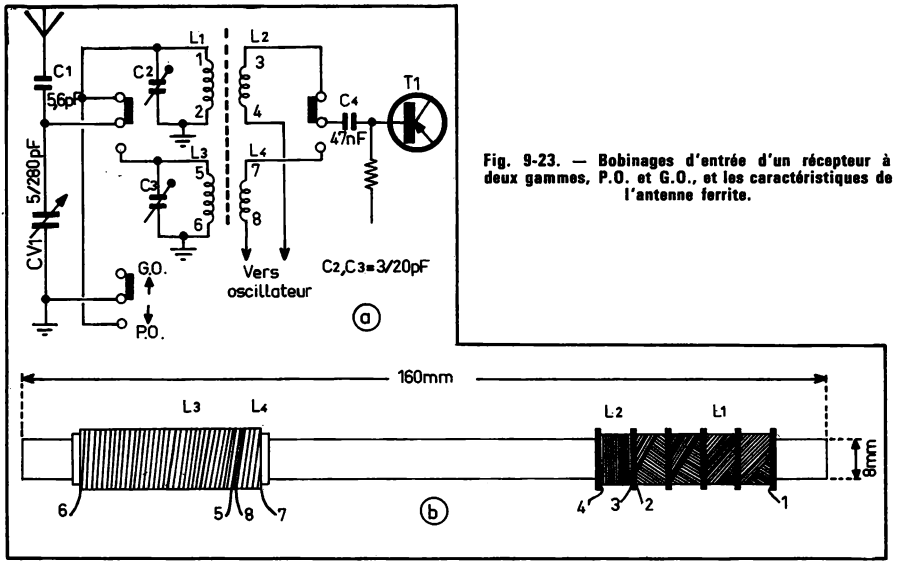


Fig. 9-23. — Bobinages d'entrée d'un récepteur à deux gammes, P.O. et G.O., et les caractéristiques de l'antenne ferrite.

En P.O., la bobine L_3 comprend 70 spires en fil divisé de 7 × 0,07 mm, enroulées en spires jointives (inductance 340 µH ± 10 %). Bobine de couplage L_4 : 6 spires en fil émail de 0,12 mm.

Le bâtonnet lui-même sera en ferroxcube de qualité 4A10 (perméabilité initiale 350) ou analogue.

La figure 9-24*a* représente un système un peu différent de bobinages d'entrée P.O.-G.O., pour un récepteur dont le premier transistor peut être un AF125, AF127 ou un silicium de caractéristiques analogues, tel que BF450 ou BF451. Tous les bobinages sont disposés sur un barreau plat en ferrite de 115 mm de longueur, 20 mm de largeur et 3 mm d'épaisseur. Les bobines P.O., L_1 (1-2) et L_2 (3-4) présentent les caractéristiques suivantes : L_1, 76 spires jointives en fil divisé de 16 × 0,07 mm (inductance : 400 µH); L_2, 10 spires en fil émaillé de 0,16 mm, disposées comme le montre le croquis 9-24*b*.

Les bobines G.O., L_3 (5-6) et L_4 (7-8) comportent, pour la première, 200 spires en fil émaillé de 0,16 mm, réparties en cinq sections, et pour la seconde, 15 spires en même fil (inductance de L_3 : 4,9 mH ± 10 %).

Le condensateur variable C.V. 1 est un 5/220 pF.

Assez souvent, les circuits d'entrée des gammes ou bandes O.C. sont réalisés sur l'antenne-ferrite, et un exemple d'une telle réalisation est représenté dans la figure 9-25, dont le schéma de l'étage d'entrée ressemble beaucoup à celui de la figure 9-24. Le récepteur dont il est question ici est prévu pour recevoir la gamme P.O. normale et une gamme O.C. de 75 à 25 m (3,9 à 12,2 MHz). La valeur du condensateur variable d'accord est de 6/260 pF.

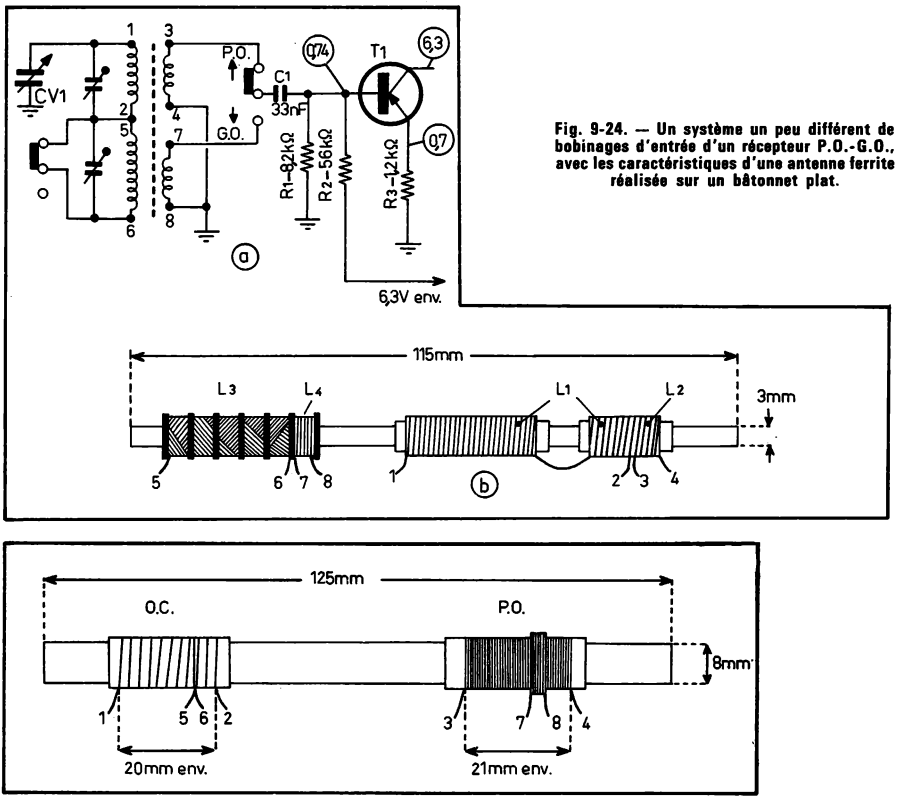


Fig. 9-24. — Un système un peu différent de bobinages d'entrée d'un récepteur P.O.-G.O., avec les caractéristiques d'une antenne ferrite réalisée sur un bâtonnet plat.

Fig. 9-25. — Dimensions et caractéristiques d'une antenne-ferrite P.O.-O.C.

Le bâtonnet de ferrite est de forme cylindrique et ses dimensions sont indiquées sur le dessin. Quant aux caractéristiques des deux bobines, elles se présentent comme suit :

P.O. — Circuit accordé 3-4 : 85 spires jointives en fil émaillé de 0,18 mm. Inductance : 340 μH $\pm$ 10 %. Bobine de couplage 7-8 : 8 spires en même fil que ci-dessus, enroulées par-dessus la bobine 3-4.

O.C. — Circuit accordé 1-2 : 11 spires en fil émaillé de 0,64-0,70 mm enroulées au pas de 2 mm, c'est-à-dire sur une longueur totale de 20 mm environ. Enroulement de couplage 5-6 : 1 spire en fil quelconque, par exemple 0,20 mm émail-nylon, placée entre deux spires voisines de la bobine 1-2, dont l'inductance est de 6,3 μH $\pm$ 10 %.

Nous verrons encore, plus loin, quelques autres exemples de réalisation d'antennes-ferrite.

Quelques notions sur le calcul des antennes-ferrite

La réparation ou le remplacement d'une antenne-ferrite est une opération relativement fréquente dans un atelier de dépannage, ne serait-ce qu'à cause d'une certaine fragilité du bâtonnet de ferrite, qui se casse souvent lorsqu'un récepteur tombe. Or, chacun sait que les récepteurs portables à transistors tombent fréquemment.

Dans ce cas, si on peut se procurer un bâtonnet de mêmes dimensions, le remplacement ne présente aucune difficulté et demande seulement un reréglage des circuits d'entrée après la remise en place de l'antenne réparée.

Mais il peut arriver aussi qu'on soit dans l'impossibilité de se procurer un bâtonnet de dimensions nécessaires et qu'on soit obligé d'envisager le rebobinage des circuits d'entrée sur un bâtonnet d'un diamètre différent. Il est alors utile d'avoir quelques notions sur la façon de calculer ou de recalculer le nombre de spires nécessaires pour les différents enroulements.

Caractéristiques d'un bâtonnet

Le bâtonnet utilisé pour la réalisation des antennes est pour ainsi dire toujours en ferroxcube, de quelque 8 à 10 mm de diamètre, dont la longueur l (fig. 9-26) varie suivant la place dont on dispose, et les performances recherchées, entre 100 et 250 mm. Le bobinage d'entrée, P.O. ou G.O., prend la forme d'un cylindre pouvant coulisser, à frottement doux, le long du bâtonnet en ferrite. Les caractéristiques d'une antenne ainsi réalisée peuvent être résumées de la façon suivante :

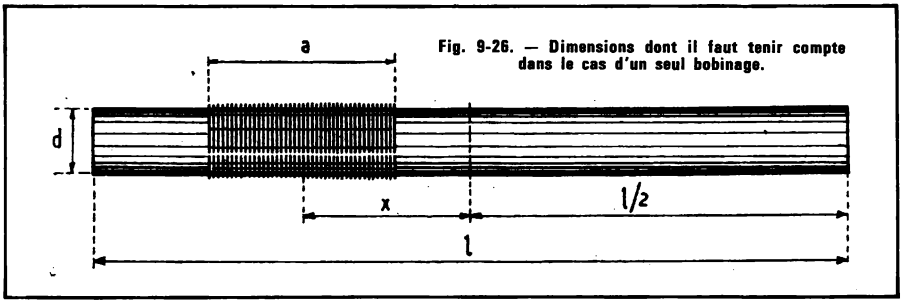


Fig. 9-26. — Dimensions dont il faut tenir compte dans le cas d'un seul bobinage.

1. L'efficacité de l'antenne est inversement proportionnelle au rapport a/l, c'est-à-dire à celui de la longueur de la bobine à la longueur du bâtonnet. Indiquons. pour fixer les idées, que si la valeur maximale possible de ce rapport est, évidemment, 1, le coefficient affectant l'efficacité de l'antenne ne varie guère qu'entre 0,7 (pour $a/l = 1$) et 0,98 (pour $a/l = 0{,}1$);

2. L'efficacité de l'antenne varie également en raison inverse, bien que d'une façon non linéaire, avec le rapport $2x/l$. Le coefficient affectant l'efficacité est égal à 1 pour $x = 0$ (bobine placée au milieu du bâtonnet). Lorsque le rapport $2x/l$ atteint 0,8, le coefficient d'efficacité est de 0,45 environ. Pour un bâtonnet ayant $l = 200$ mm et supportant une bobine dont $a = 30$ mm et dont le bord extrême se trouve à 10 mm de l'extrémité du bâtonnet nous avons $x = 75$ mm et $2x/l = 0{,}75$. Le coefficient d'efficacité sera de 0,5 environ dans ces conditions;

3. De ce qui précède on déduit qu'il est tout indiqué de placer la bobine d'entrée au milieu du bâtonnet lorsqu'on ne prévoit qu'une seule gamme de réception (ou un bâtonnet séparé par gamme);

4. On sait que le fait d'introduire un noyau en ferrite à l'intérieur d'une bobine à air d'inductance L_1, nous donne une nouvelle valeur d'inductance L_2, telle que $L_2 = \mu L_1$, le coefficient μ définissant la perméabilité effective du matériau employé, que le fabricant du ferrite utilisé est toujours en mesure d'indiquer, mais qui peut varier sensiblement d'une qualité à l'autre. Pour le ferroxcube le plus souvent adopté pour la réalisation d'antennes, dit « qualité 4A10 » *(R.T.C.)*, l'ordre de grandeur de la perméabilité effective μ est de 16-18. Il faut se rappeler que la valeur de μ varie aussi en fonction du rapport l/d et en fonction de la forme de la bobine;

5. La perméabilité effective varie également en fonction de la position de la bobine sur le bâtonnet, et cette propriété est mise à profit pour ajuster l'inductance de la bobine lors de la mise au point ou de l'alignement de l'appareil : on déplace la bobine le long du

bâtonnet, et on l'immobilise ensuite à l'aide d'un peu de cire ou de vernis H.F. La plage de variation de l'inductance qu'il est possible d'obtenir par ce procédé varie, encore une fois, suivant la forme de la bobine et suivant la qualité du ferroxcube employé. Si nous désignons par L_1 l'inductance de la bobine qui se trouve au milieu du bâtonnet, et par L_2 celle de la même bobine occupant une certaine position intermédiaire entre le milieu et l'une des extrémités, nous pouvons exprimer le rapport L_2/L_1 en fonction du rapport $2x/l$ (fig. 9-26). Pour le ferroxcube déjà cité, de la qualité 4A10, nous aurons une variation dont l'allure peut être définie approximativement par le tableau 9-4.

Tableau 9-4

Variation du rapport L_2/L_1 en fonction du rapport $2x/l$

$2x/l$	L_2/L_1
0	1
0,4	0,95
0,5	0,92
0,6	0,90
0,7	0,83
0,8	0,75
0,9	0,60

On voit que l'inductance d'une bobine est maximale, au milieu du bâtonnet, et qu'elle diminue au fur et à mesure que l'on déplace la bobine vers l'une des extrémités. Le même tableau nous montre que si l'on place une bobine de façon que $2x/l = 0{,}65$ par exemple, nous pouvons faire varier son inductance entre $0{,}92/0{,}87 = 1{,}05$ et $0{,}75/0{,}87 = 0{,}86$, soit de $+5$ % et de -14 %.

Réalisation des bobines

Pratiquement, lorsqu'on réalise une antenne sur bâtonnet de ferroxcube, pour les gammes P.O. et G.O., on place les deux bobines aux extrémités du bâtonnet, afin de rendre négligeable le couplage inductif, qui introduirait un désaccord sur l'une des bobines lorsqu'on déplacera l'autre. Le croquis de la figure 2-97 schématise une telle antenne pour P.O. et G.O., tandis que les schémas qui ont été décrits plus haut montrent le principe généralement adopté pour la commutation, avec court-circuit de la section G.O. en P.O.

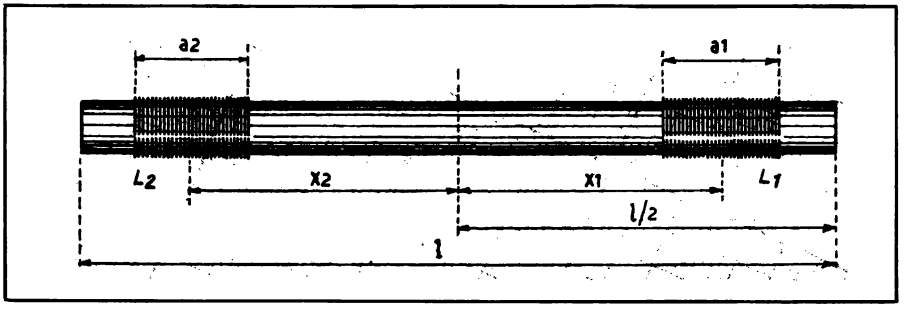


Fig. 9-27. — Dimensions dont il faut tenir compte dans le cas de deux bobines.

Les bobines seront enroulées sur de minces carcasses réalisées, par exemple, en enroulant 3-4 couches de papier « kraft » préalablement encollé. Chaque bobine peut être constituée par une couche de fil (à spires jointives), bien que la bobine G.O. est souvent présentée sous forme de trois ou quatre galettes en nids d'abeilles. Le fil que l'on utilise

généralement est du type émaillé, 1 couche soie ou nylon, ou encore du fil divisé, dit « Litz ». S'il s'agit de fil émaillé 1 couche soie, on adoptera un diamètre compris entre 0,15 et 0,30 mm.

En ce qui concerne le calcul du nombre de spires des bobines P.O. et G.O., on part de la valeur standard des circuits d'entrée pour ces deux gammes, soit quelque 190 μH pour P.O. et 2 000 μH pour G.O. valables pour un C.V. de 490 pF de capacité variable utile. On divise ensuite ces valeurs par la perméabilité effective du ferroxcube employé, soit 17 en moyenne, et l'on arrive ainsi aux valeurs suivantes :

$$190/17 = 11{,}2\ \mu H \text{ pour P.O.}$$
$$2\,000/17 = 118\ \mu H \text{ pour G.O.}$$

Ce sont ces valeurs qui nous serviront pour calculer le nombre de spires des bobines à réaliser, en utilisant la formule

$$n = \frac{10\sqrt{aL}}{d},$$

où n est le nombre de spires; a, la longueur de la bobine, en *centimètres*; d, le diamètre de la bobine, également en *centimètres*; L, la valeur de l'inductance en *microhenrys*. Bien que cela ne soit pas tout à fait exact, on confond, en pratique, le diamètre d de la bobine et celui du bâtonnet de ferroxcube.

Le calcul doit commencer en partant d'une certaine valeur de a que l'on se fixe d'avance, valeur généralement comprise entre 17 et 25 mm pour une bobine P.O., et entre 20 et 35 mm pour une bobine G.O. Ayant déterminé de cette façon le nombre de spires n, on consulte les tables de fils de façon à choisir celui dont le diamètre total (avec l'isolant) permet de remplir la longueur prévue.

Voyons tout cela sur un exemple. Soit à calculer les bobines P.O. et G.O., en partant des valeurs de L indiquées plus haut. Le diamètre d est de 1 cm, tandis que les longueurs choisies d'avance sont :

$$a_1 = 20 \text{ mm pour P.O.}$$
$$a_2 = 35 \text{ mm pour G.O.}$$

Pour la bobine P.O. nous avons

$$n = \frac{10\sqrt{2\,.\,11{,}2}}{1} = 47{,}4 \text{ spires.}$$

Le diamètre total du fil utilisé ne doit pas excéder 20/47,4 = 0,42 mm environ, ce qui correspond, par exemple, à du fil émaillé + une couche nylon de 0,31 mm. On peut, bien entendu, adopter du fil plus fin, à condition d'écarter un peu les dernières spires afin de couvrir la longueur imposée.

Pour la bobine G.O., il faut penser qu'elle est en série avec celle de P.O. et que, par conséquent, la valeur de L dont nous devons tenir compte dans nos calculs est de 118 − 11,2 = 106,8 μH, en admettant toujours qu'il n'existe aucun couplage entre les deux bobines. Nous avons alors

$$n = \frac{10\sqrt{106{,}8\,.\,3{,}5}}{1} = 193{,}5 \text{ spires}$$

ce qui demande du fil dont le diamètre total n'excède pas 0,18 mm, correspondant, par exemple, à du fil émail + une couche nylon de 0,11 mm. Disons qu'il serait plus indiqué, dans ce cas, de réaliser la bobine sous forme de 3-4 galettes en nids d'abeilles.

Les bobines terminées seront disposées sur le bâtonnet, suivant les indications du croquis de la figure 9-27, de façon qu'il reste de 15 à 25 mm entre le bord extérieur de chaque bobine et l'extrémité du bâtonnet.

Bien entendu, ce calcul n'est valable que pour un condensateur variable de 490 pF. Or, la tendance actuelle est d'utiliser des condensateurs variables de capacité maximale nettement moindre, de 380-360 pF, par exemple, ou même moins.

Si donc on a affaire à un C.V. de capacité maximale inférieure à 490 pF et dont on connait la valeur, on procédera comme suit pour déterminer l'inductance des bobines à réaliser. Pour la gamme P.O., on divisera 95 000 par la capacité maximale du C.V. en picofarads, et pour la gamme G.O. on fera la même opération en divisant 980 000 par la capacité du C.V. Dans les deux cas, on obtient, en microhenrys, l'inductance de la bobine à réaliser et on utilise alors la relation indiquée plus haut pour calculer le nombre de spires.

Par exemple, si le condensateur variable est de 360 pF de capacité maximale, l'inductance de base de la bobine P.O. sera de 265 μH environ, et celle de la bobine G.O. de 2 720 μH. En divisant ces chiffres par la valeur de la perméabilité effective, on obtient, respectivement, 15,6 μH et 160 μH. En effectuant le calcul, on obtient 56 spires environ pour P.O. et 224 spires pour G.O.

Dans la plupart des cas, il est possible de simplifier les choses en débobinant soigneusement les bobines du cadre cassé, en comptant les spires et après avoir noté la longueur de la bobine.

Cette opération peut également servir lorsqu'on est obligé de refaire l'antenne ferrite sur un bâtonnet de diamètre différent. En effet, le nombre de spires est inversement proportionnel au diamètre du bâtonnet. Autrement dit, si le diamètre de ce dernier augmente dans le rapport 1,25, par exemple, le nombre de spires existant primitivement est à diviser par 1,25.

Les diamètres les plus courants des bâtonnets ferrite pour antennes sont de 6,35, 8 et 10 mm, de sorte que les « coefficient de correction » se répartissent comme suit :

Diamètre plus grand : 6,35 à 8 : 1,26; 6,35 à 10 : 1,58; 8 à 10 : 1,25;

Diamètre plus faible : 10 à 6,35 : 1,58; 10 à 8 : 1,25; 8 à 6,35 : 1,26.

Le diamètre du fil, si on doit le changer, n'a pas une importance primordiale. Ce qui compte, avant tout, c'est le nombre de spires et la longueur de la bobine.

AMPLIFICATEURS H.F.

Comme nous l'avons déjà signalé, les amplificateurs H.F. n'existent pratiquement jamais sur les récepteurs portables, en AM du moins, mais sont plus fréquents sur les récepteurs auto et les ensembles d'une certaine classe (chaînes Hi-Fi, etc.). En règle générale, il s'agit d'amplificateurs apériodiques, à liaison par RC, ou semi-apériodiques, comportant, dans la liaison avec l'étage suivant, une bobine d'arrêt H.F. calculée pour favoriser une certaine bande de fréquences.

Nous allons décrire brièvement deux exemples de ces réalisations, qui représentent assez bien ce que l'on peut rencontrer dans la pratique.

Le premier exemple est celui de la figure 9-28*a*, où il s'agit d'un récepteur P.O.-G.O., à changeur de fréquence (T_2) n'utilisant qu'un seul transistor. La commutation P.O.-G.O. est réduite à sa plus simple expression : P.O. en position 1 de S_1; G.O. en position 2. La liaison entre T_1 et l'étage suivant est totalement apériodique, puisqu'elle ne contient que des résistances et la capacité C_7. Toutes les tensions indiquées sur le schéma sont mesurées par rapport au « plus » de l'alimentation (masse) et sont, par conséquent, négatives. La C.A.G. agit sur l'amplificateur H.F. et sur le premier étage F.I.

En *b* de la figure 9-28 on voit l'antenne-ferrite de ce récepteur, dont les caractéristiques sont les suivantes : L_1, 78 spires jointives en fil divisé de 10 × 0,07 mm (inductance : 450 μH ± 10 %); L_2, quatre fois 68 spires en quatre « nids d'abeilles » de 6 mm de largeur environ, en fil émail-nylon de 0,1 mm (inductance : 3,6 mH ± 10 %); L_3, bobine de couplage comportant 4 spires en fil émail-nylon de 0,1 mm, disposées comme l'indique le dessin. Le condensateur variable est de 5/240 pF.

Enfin, les transistors T_1 et T_2 sont du type AF125, AF126 ou analogues, et le gain en tension de l'étage H.F. est de 3 à 4.

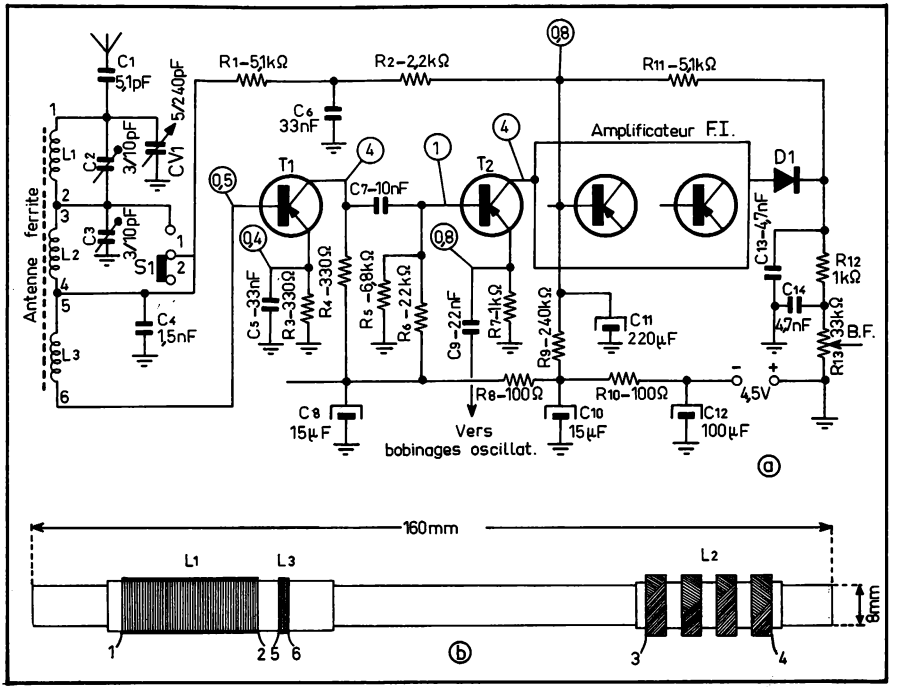


Fig. 9-28. — Ce récepteur comporte un étage amplificateur H.F. (T_1) et fonctionne avec l'antenne représentée en *b*.

Le schéma de la figure 9-29 représente l'étage amplificateur H.F. d'un récepteur à 6 gammes, dont 4 O.C., dont la particularité réside dans l'utilisation d'une antenne-ferrite pour les quatre gammes O.C., distincte de l'antenne-ferrite pour les gammes P.O. et G.O. L'antenne-ferrite O.C. peut être éventuellement complétée par une antenne télescopique ou une antenne extérieure.

Le schéma de la figure 9-29, où nous avons représenté tous les détails de la commutation des circuits d'entrée, afin d'en souligner la complexité, fait partie du même récepteur que celui de la figure 9-13. Autrement dit, le transistor T_1 de la figure 9-13 est le T_2 de la figure 9-29. Les six positions des quatre commutateurs de la figure 9-29 correspondent aux gammes O.C. en 7, 8, 9 et 10, à P.O. en 11 et à G.O. en 12. Les gammes couvertes ont été indiquées à propos de la figure 9-13.

On remarquera que la liaison entre l'amplificateur H.F. et le mélangeur T_2 est du type semi-apériodique, puisqu'elle comporte une inductance L_{13}, dont l'influence s'exerce surtout sur les gammes O.C. Le gain, en tension, de l'étage H.F. est de l'ordre de 5 à 4 en P.O.

La bobine d'arrêt H.F. L_{13} est réalisée sur une résistance de 1 kΩ, de 11 mm de longueur et de 4,2 mm de diamètre, en fil émaillé de 0,1 mm, dont on enroule autant de spires que la résistance peut en contenir. Cela aboutit à une inductance de quelque 4-5 µH.

Le circuit L_{10}-C_9 est un filtre F.I. (465 kHz). Le bobinage comporte 3 fois 33 spires, en fil divisé de 5 × 0,06, et son inductance est de 240 µH ± 10 %.

La figure 9-30 représente les détails des deux antennes-ferrite du récepteur dont les caractéristiques sont les suivantes :

O.C.1. — Circuit accordé L_1 : 6 spires en fil émaillé de 0,51 mm bobinées au pas de 4,6 mm sur une longueur totale de 30 mm environ. Inductance : 2,33 µH ± 10 %;

O.C.2. — Bobine L_3, qui se met en série avec L_1. Comporte 2 spires en même fil que ci-dessus, enroulées au pas de 4,6 mm. Inductance : 1,17 µH ± 10 %; couplage.

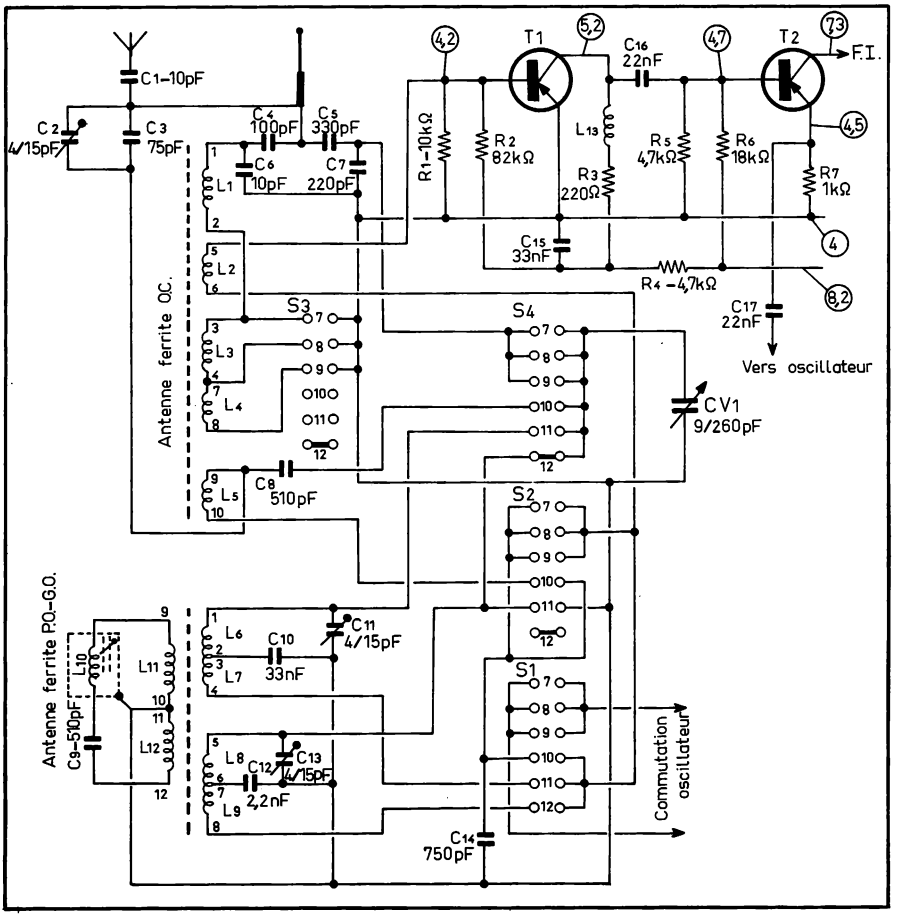
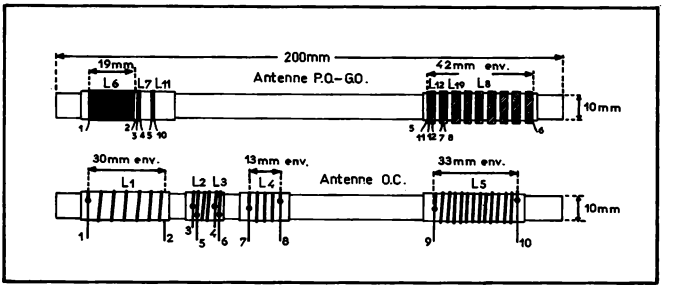


Fig. 9-29. — Circuits d'entrée, avec tous les détails de commutation, d'un récepteur à 6 gammes, dont 4 O.C., et comportant un étage amplificateur H.F.

Fig. 9-30. — Détails des deux antennes-ferrite du récepteur de la figure 9-29.



Bobine L_2, comportant 2 spires en fil émaillé de 0,51 mm, placées entre les spires de L_3. Inductance : 1,17 μH $\pm$ 10 %;

O.C.3. — Bobine L_4, qui se met en série avec L_1 et L_3. Comporte 3,5 spires en même fil que ci-dessus, enroulées sur une longueur de 13 mm environ. Inductance : 2,8 μH $\pm$ 10 %;

O.C.4. — Bobine L_5, indépendante des autres. Comporte 13 spires, enroulées au pas de 2,3 mm sur une longueur totale de 33 mm environ. Même fil que ci-dessus. Inductance : 8,65 μH $\pm$ 10 %;

P.O. — Circuit accordé L_6 : 65 spires jointives, en fil émail-nylon de 0,12 mm, enroulées sur une longueur de 19 mm environ. Inductance : 340 μH $\pm$ 10 %;

P.O. — Bobines de couplage : L_7, avec 5 spires en fil émail-nylon de 0,12 mm; L_{11}, avec 4 spires en même fil;

G.O. — Circuit accordé L_8 : 9 sections de 27 spires en fil émail-nylon de 0,12 mm. Inductance : 4,6 mH $\pm$ 10 %;

G.O. — Bobines de couplage : L_9, avec 6 spires en même fil que ci-dessus; L_{12}, avec 4 spires, toujours en même fil. Les enroulements L_9 et L_{12} sont placés sur les deux dernières sections du bobinage G.O. (L_8).

Le condensateur variable est un 9/260 pF.

TUNER FM

Le dépannage des tuners FM n'est pas une opération particulièrement facile, en général, mais il est néanmoins utile et même nécessaire de connaître les particularités de ces circuits.

UNE VUE D'ENSEMBLE

Les tuners FM, qui équipent maintenant pratiquement tous les récepteurs portables d'une certaine classe, comportent, le plus souvent, deux transistors, et leur structure de base est celle du schéma de la figure 10-1. Les variantes que l'on rencontre portent essentiellement sur la manière de réaliser l'accord des différents circuits sur l'émission à recevoir et sur le système dit d'accord automatique, qui est, en fait, une correction automatique de la dérive de l'oscillateur.

En ce qui concerne le système d'accord, trois solutions existent :

1. Le système classique à condensateurs variables, de faible capacité maximale (12 pF environ), ce qui est le cas du tuner de la figure 10-1 ;

2. Le système à inductances variables, où le noyau en ferrite H.F. de chaque bobinage « accordable » est rendu mobile à l'aide d'un système mécanique plus ou moins compliqué. Autrement dit, la manœuvre du bouton d'accord fait coulisser le noyau à l'intérieur de

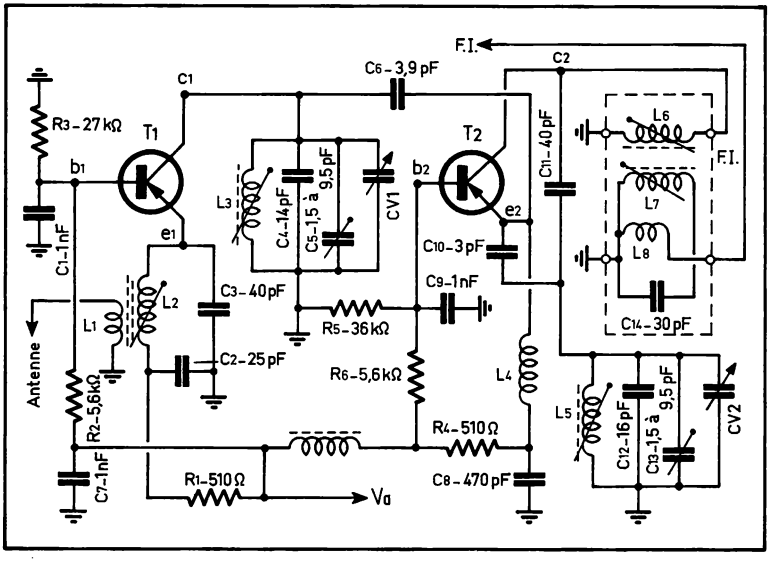


Fig. 10-1. — Schéma assez courant d'un tuner FM à deux transistors.

la bobine correspondante et modifie la fréquence d'accord du circuit : plus le noyau est enfoncé, plus la fréquence de résonance est basse et inversement.

3. Le système à diodes « varicap », c'est-à-dire des diodes spéciales dont la capacité propre varie en fonction de la tension inverse qui leur est appliquée. Cette solution tend à se répandre de plus en plus, car elle remplace les deux systèmes ci-dessus, l'un encombrant (condensateurs variables), l'autre mécaniquement compliqué (inductances variables), par le réglage d'une tension continue à l'aide d'un simple potentiomètre.

Néanmoins, en dépit de ces différences dans la façon de réaliser l'accord des circuits à fréquence variable, le schéma de principe de tous les tuners à deux transistors est, dans ses grandes lignes. celui de la figure 10-1. Le transistor d'entrée T_1 y est utilisé en base commune et son circuit de collecteur contient le bobinage L_3 formant, avec les différentes capacités en parallèle, un circuit de liaison accordable par tel ou tel procédé, sur les fréquences de la gamme à couvrir, soit 87 à 105 MHz en gros. Le circuit d'entrée, L_1-L_2, est à accord fixe et à bande passante propre suffisamment large pour ne pas compromettre la bande passante globale du tuner. On rencontre cependant, mais assez rarement, des tuners dont le circuit d'entrée est également à fréquence d'accord variable.

Le deuxième transistor, T_2 est un oscillateur-mélangeur, utilisé également en base commune et qui reçoit sur son émetteur le signal provenant de T_1. L'inductance d'arrêt L_4 est le plus souvent à accord fixe et son rôle est d'obtenir un degré de réaction suffisant pour provoquer la naissance des oscillations par couplage émetteur-collecteur du transistor. Le circuit accordable de l'oscillateur est constitué ici par L_5 et les capacités en parallèle. Bien entendu, les deux condensateurs variables, $C.V._1$ et $C.V._2$, sont commandés simultanément.

TOLÉRANCE DANS LA VALEUR DES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS

En ce qui concerne C_1, sa valeur normale se situe le plus souvent entre 440 pF et 2,2 nF. Une valeur trop faible ou, à plus forte raison, une coupure de ce condensateur entraîne une perte notable de sensibilité et une diminution du rapport signal/bruit.

Les condensateurs C_2 et C_3 participent à l'accord du circuit L_2, ce qui signifie que leur valeur est assez critique ($\pm$ 5 % en général), surtout si L_2 ne comporte pas de noyau ajustable. On rencontre parfois des circuits d'entrée réalisés suivant le schéma de la figure 10-2. La valeur exacte des trois condensateurs, C_1, C_2 et C_3, dépend, encore une fois, des caractéristiques du transformateur L_1-L_2, mais elle est toujours critique et un écart sensible par rapport à la valeur prévue par le constructeur conduit à une perte de sensibilité et une augmentation du souffle.

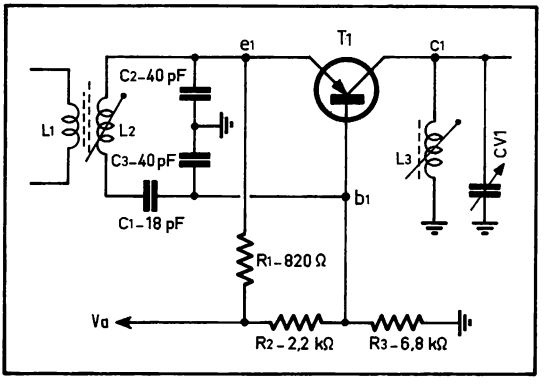


Fig. 10-2. — Une version assez courante du circuit et de l'étage d'entrée d'un tuner FM.

Même remarque en ce qui concerne les condensateurs C_4 et C_5 : l'écart par rapport aux valeurs prévues par le constructeur déplace la gamme couverte par le circuit accordé correspondant. Cet écart peut être, dans une certaine mesure, compensé par le réglage de C_5, ajustable, ou du noyau de L_3, mais de toute façon, les caractéristiques du circuit s'en trouvent modifiées, ce qui peut se répercuter sur la sensibilité.

La valeur du condensateur de liaison C_6 est également critique. Généralement, elle se situe entre 2 et 10 pF, et si elle est trop élevée l'oscillateur peut cesser de fonctionner. Si cette valeur est trop faible, le couplage entre l'étage amplificateur H.F. et le mélangeur ne se fait pas correctement et on peut observer un souffle anormal.

En ce qui concerne C_{10}, sa valeur correcte, toujours critique, dépend essentiellement des caractéristiques de l'inductance L_4 et de celles du transistor T_2. Si cette valeur est trop faible ou trop élevée, l'oscillation peut devenir intsable.

La valeur de C_{11} se situe le plus souvent entre 20 et 100 pF. Si elle est trop élevée ou trop faible, il n'est plus possible de régler correctement le circuit F.I. de sortie.

La valeur de R_1 dépend de la tension appliquée sur la base du transistor, c'est-à-dire de la valeur de R_2 et R_3, et aussi des caractéristiques du transistor T_1. Une valeur trop élevée entraîne une perte de sensibilité, car le gain de l'étage T_1 diminue, en même temps qu'on observe un accroissement du souffle. Une valeur trop faible conduit à un courant de collecteur excessif.

Si la valeur de R_2 est trop élevée, la base de T_1 devient trop négative (par rapport à l'émetteur) et il en résulte un courant de collecteur trop élevé donc un danger de surcharge du transistor. Si cette valeur est trop faible, la base devient insuffisamment négative, d'où un gain moindre de l'étage T_1 et un souffle plus prononcé.

Les écarts de la valeur de R_3 par rapport à celle prévue par le constructeur ont les conséquences inverses de ce que nous venons de voir pour R_2 : gain de l'étage réduit si cette valeur est trop élevée; courant de collecteur excessif si elle est trop faible.

Si la résistance R_4 est trop élevée, le gain de conversion de l'étage changeur de fréquence diminue et l'oscillation peut devenir instable. Si cette résistance est un peu trop faible, la sensibilité du tuner diminue. Si cette résistance est nettement trop faible, le courant de collecteur du transistor devient excessif.

L'écart des valeurs de R_5 et de R_6 par rapport à celles prévues par le constructeur a les mêmes conséquences que ci-dessus : valeur de R_5 trop élevée équivaut à R_4 trop élevée; valeur de R_5 trop faible équivaut à R_4 trop faible; valeur de R_6 trop élevée équivaut à R_4 trop faible, etc.

QUELQUES VARIANTES ET L'INSERTION D'UN TUNER DANS UN RÉCEPTEUR

Le schéma d'ensemble de la figure 10-1, bien que « vieux » de quelques années, est encore parfaitement actuel dans sa structure générale, de sorte que les tuners FM les plus récents n'en diffèrent éventuellement que par la conception du circuit d'entrée (liaison du premier transistor avec l'antenne), par la façon de stabiliser la tension de polarisation des deux bases et par la présence (pas toujours) d'une diode « varicap » pour le circuit de C.A.F.

Le schéma de la figure 10-3 représente un tuner FM, tout à fait récent, équipant un récepteur *ITT*, et montre la façon dont il s'intègre dans l'ensemble. Il s'agit d'un récepteur à alimentation mixte, piles-secteur, avec une cellule de stabilisation (transistor + diode Zener) à la sortie « plus », qui fournit une tension de 7 V environ à tous les étages H.F. et F.I., ainsi qu'au préamplificateur B.F. A la sortie du tuner on trouve un filtre F.I. (10,7 MHz), L_6 et L_7, et un premier amplificateur F.I., constitué par le transistor changeur de fréquence AM(T_3). Deux étages F.I. suivent T_3 et aboutissent à un détecteur de rapport D_5-D_6, dont la tension de sortie alternative est dirigée vers l'amplificateur B.F., tandis que la tension continue (lorsqu'elle existe) est appliquée, à travers R_{10}, R_8 et R_6 à la diode

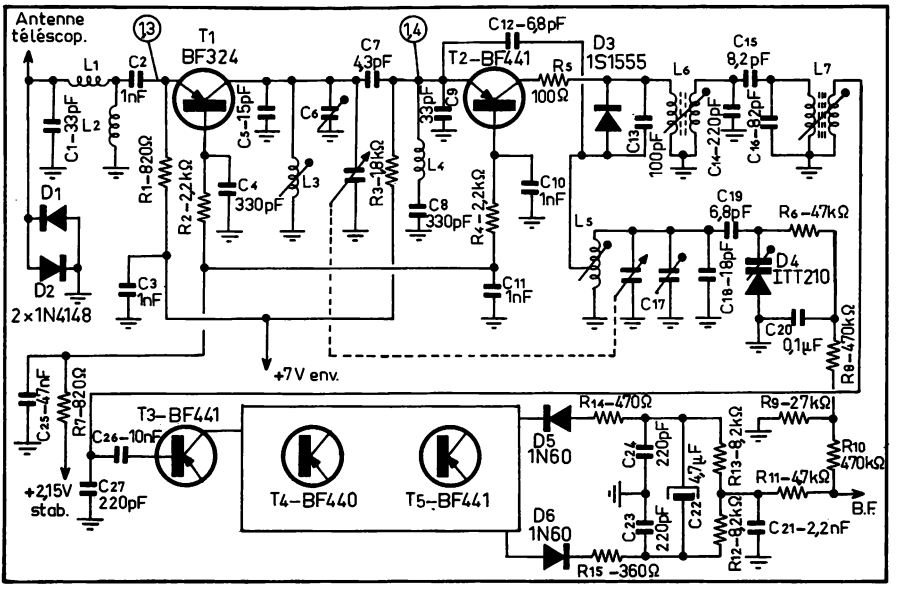


Fig. 10-3. — Schéma d'un tuner FM muni d'un dispositif de C.A.F., ainsi que son « environnement ».

« varicap » D_4 et agit sur la capacité de cette dernière ce qui, à travers C_{19}, modifie la capacité aux bornes de l'oscillateur L_5 et ramène la fréquence de ce dernier à sa valeur nominale, nécessaire pour avoir un signal F.I. de 10,7 MHz exactement.

Autrement dit, si une dérive de fréquence intervient à l'oscillateur, la fréquence intermédiaire se décale en plus ou en moins de la valeur nominale de 10,7 MHz, suivant le sens de la dérive et suivant que la fréquence de l'oscillateur est supérieure ou inférieure à la fréquence de l'émetteur reçu. Il apparaît, à la sortie du détecteur de rapport, une tension continue positive ou négative suivant le sens du désaccord et d'autant plus élevée que le désaccord est plus important (ordre de grandeur : 0,5 V pour un désaccord de 100 kHz). Cette tension est appliquée à la diode D_4 et fait varier sa capacité dans un sens tel que la fréquence de l'oscillateur revient à la valeur correcte.

Enfin, on remarquera que la tension de polarisation des deux bases du tuner est stabilisée à 2,15 V à l'aide de diodes spéciales non représentées sur le schéma.

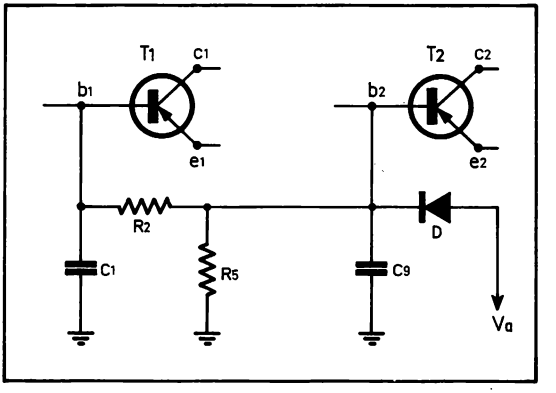


Fig. 10-4. — Schéma d'une stabilisation du potentiel des bases d'un tuner FM.

Comme on peut le voir, il existe une grande similitude entre les schémas des figures 10-1 et 10-3, et il en est de même de pratiquement tous les tuners FM à deux transistors que nous pouvons rencontrer dans la pratique, de sorte que nous jugeons inutile d'en reproduire quelques schémas.

En général, tous ces schémas ne diffèrent que par leur système de stabilisation de la tension appliquée aux bases des deux transistors. La figure 10-4 montre une de ces variantes, la diode D étant une « silicium » spéciale, connectée, dans le sens de la conduction et prévue pour une tension de 0,7 à 2 V : BA220, BZX75-C1V4, BZX75-C2V1, etc.

TENSIONS NORMALES

Il est très souvent peu commode de mesurer les tensions en différents points d'un tuner, car ce dernier est fréquemment enfermé dans un blindage qu'il n'est pas toujours facile d'enlever. De plus, la mesure de toutes ces tensions ne peut se faire, bien entendu, qu'en position FM du commutateur de gammes, car sur les autres positions l'alimentation du tuner est généralement coupée.

Le tableau 10-1 indique les tensions que l'on doit trouver aux bases, aux émetteurs et aux collecteurs des deux transistors pour un certain nombre de tuners équipant des récepteurs de marques connues, ainsi que la valeur des différentes résistances et capacités.

A noter que l'ensemble du tuner dont la figure 10-2 représente l'étage d'entrée ne diffère pratiquement pas du schéma de la figure 10-1. D'autre part, on rencontre des tuners où la polarisation des bases s'effectue à partir d'une tension stabilisée par tel ou tel procédé, par exemple à l'aide d'une diode série D (fig. 10-4).

D'une façon générale, toute intervention sur un tuner FM est une opération délicate, à moins qu'il ne s'agisse d'une résistance coupée ou d'un condensateur de découplage en court-circuit. Si l'on constate que l'un des transistors est franchement défectueux (coupure ou court-circuit interne) son remplacement entraînera à coup sûr la nécessité de refaire le réglage de tous les circuits, ce qui suppose une certaine expérience et des appareils de mesure adéquats.

Toutes les tensions indiquées dans le tableau 10-1 sont mesurées par rapport à l'extrémité « froide » de la résistance d'émetteur de T_1 ou de T_2. Elles sont donc négatives lorsqu'il s'agit de transistors *p-n-p* et positives avec les transistors *n-p-n*.

Certains récepteurs dont il est question dans le tableau 9-1 demandent quelques précisions supplémentaires que nous donnons ci-dessous.

Récepteur n° 6. — La tension appliquée aux deux bases est stabilisée à partir du + 8,2 V à l'aide d'une diode de tension de stabilisation nominale de 2,1 V. Le circuit de polarisation est commun aux deux bases. Ce tuner comporte un condensateur de 47 pF entre l'émetteur de T_2 et la masse, comme C_9 de la figure 10-3. Ce condensateur existe sur la plupart des tuners et sa valeur se situe en règle générale, entre 27 et 47 pF.

Récepteur n° 7. — Un des très rares tuners FM où l'étage d'entrée T_1 est soumis à l'action d'une C.A.G., appliquée à la base du transistor, mais le circuit de cette C.A.G. est distinct de celui utilisé en AM, et fait appel à la composante continue d'une détection réalisée à partir du collecteur du deuxième transistor amplificateur F.I. La valeur du condensateur C_1 est de 22 nF.

Récepteur n° 8. — Tension de polarisation des deux bases stabilisée à +1,9 V par rapport à la ligne −5,5 V.

Récepteur n° 9. — Tension de polarisation des deux bases stabilisée à +1,3 V par rapport au « moins » de l'alimentation, à l'aide d'une diode BZ102-1V4.

Récepteur n° 10. — La résistance R_2 est une ajustable. La résistance R_4 est constituée par une 47 Ω fixe et une 150 Ω ajustable en série.

Tableau 10-1

Valeur des éléments et tensions d'un certain nombre de tuners FM

N°	Fig.	Transistors	Résistances						Condensateurs								V_a	Tensions (volts					
			R_1 (kΩ)	R_2 (kΩ)	R_3 (kΩ)	R_4 (Ω)	R_5 (kΩ)	R_6 (kΩ)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_3 (pF)	C_6 (pF)	C_8 (pF)	C_9 (nF)	C_{10} (pF)	C_{11} (pF)		c	T_1 e	b	c	T_2 e	b
1	10-1	T_1 : AF124 T_2 : AF124	0,51	5,6	27	510	36	5,6	1000	25	40	3,9	470	1	3,3	39	6,9	6,9	1	1,2	6,9	0,7	0,9
2	10-2	T_1 : AF106 T_2 : AF135	1,2	2,7	10	510	36	5,6	18	39	39	4,7	470	1,5	4,7	51	8	8	1,3	1,5	8	0,8	1
3		T_1 : AF102 T_2 : AF125	0,47			470			220			3,3	1000	0,22	3,9	39	4,6	4,6	0,9	1,2	4,6	0,8	1,1
4	10-2	T_1 : AF106 T_2 : AF106	1,2	2,7	10	510	36	5,6	18	39	39	4,7	470	1,5	4,7	51	7,9	7,9	1,1	1,4	7,9	0,8	1
5		T_1 : AF106 T_2 : AF106	0,47	1		680	5,6		470			2,2	220	0,47	3,3	39	8	8	0,3	0,6	8	0,3	0,62
6		T_1 : AF106 T_2 : AF121	0,68			1000			470			3,3	470	0,82	3,3	47	8,2	6,6	1,4	1,7	7,9	1,5	1,7
7		T_1 : AF121 T_2 : AF135	1,2	5,6	15	1000	2,2	3,9	(1)			6,8	470	4,7	6,8	33	5,25	5,25	1,5	1,6	5,25	1,4	1,65
8		T_1 : BF314 T_2 : BF241	1,8	1		1500		1	470			3,3	470	1	3,3	220	5,5	5,5	1,1	1,9	5,4	1,1	1,9
9		T_1 : BF314 T_2 : BF241	0,56	1		820		1	1000			3,3	1000	0,47	2,7	220	9,1	9,1	0,6	1,3	9,1	0,65	1,3
10	10-2	T_1 : BF115 T_2 : BF115	1	6,8	18	1000	18	6,8	47	47	68	4,7	470	1,5	3,3	47	7,4	7,4	1,45	2,03	7,4	1,45	2,03
11		T_1 : AF106 T_2 : AF106	0,56	4,7	1	200	3,9	0,22	(1)			5,6	4,70	22	3,9	82	6,8	6,8	2,25	2,5	4,7	0,2	0,8
12	10-2	T_1 : AF106 T_2 : AF135	1,2	2,7	10	510	36	5,6	18	39	39	4,7	470	1,5	4,7	51	8	8	1,3	1,7	8	0,8	1,08
13	10-2	T_1 : AF106 T_2 : AF106	1	2,2		1500		2,2	18	39	39	4,7	470	1,5	4,7	56	7,13	7,13	1,47	1,92	7	1,61	1,92

Récepteur n° 13. — Tension de polarisation des deux bases stabilisée à −1,92 V par rapport au « plus » 7,13 V de l'alimentation.

Le tableau 9-1, en dehors de son utilité pour apprécier les tensions normales de tel ou tel transistor, peut servir lors d'un remplacement de transistor, et, en particulier, lorsqu'on veut mettre un « silicium » à la place d'un « germanium », par exemple.

Quelques mots en ce qui concerne la valeur de l'inductance L_4 des figures 10-1 et 10-3. Sa valeur dépend de celle des capacités C_8 et C_{10} et aussi de la tension d'alimentation. Avec 6 V, on doit avoir $L_4 = 0{,}08$ µH environ, et avec 9V environ 0,17 µH.

BOBINAGES POUR UN TUNER A 2 TRANSISTORS

La figure 10-5 représente le schéma simplifié d'un tuner FM avec ses différents bobinages, y compris le transformateur de sortie F.I. (L_5-L_6). Nous donnons ci-après les caractéristiques de ces différents bobinages, ce qui peut être utile dans le cas d'une réparation. Toutes les bobines sont réalisées sur des mandrins de quelque 5 mm de diamètre extérieur, munis de vis de réglage en ferrite, par exemple de la série « Flat » *(Oréga)*.

Le circuit d'entrée L_1 comporte 6 spires légèrement espacées en fil étamé de 0,6 mm, avec une prise médiane.

La bobine de liaison L_2 comporte 4 spires en fil argenté de 0,8 mm, bobinées sur une longueur totale de 7 à 8 mm, avec une prise médiane.

L'inductance L_3 comprend 6 spires à peu près jointives en fil émaillé de 0,25 mm. Son inductance sera comprise entre 0,1 et 0,3 µH.

L'oscillateur L_4 comporte 4 spires espacées sur une longueur totale de 7 à 8 mm, en fil argenté de 0,8 mm, avec une prise à 1 spire de l'extrémité « froide ».

Enfin, le transformateur F.I. sera réalisé avec 6 spires jointives en fil émaillé de 0,25 mm au primaire (L_5) et 17 spires jointives en fil émaillé de 0,20 mm au secondaire (L_6). Les deux enroulements seront placés sur un même mandrin, avec un écartement de 10 mm environ l'un de l'autre.

TUNERS FM A 3 TRANSISTORS

Les tuners FM à 3 transistors sont relativement rares et réservés à des ensembles « fixes » (chaînes Hi-Fi) ou des portables dits de luxe. Dans un tuner FM normal, à 2 transistors, nous avons affaire à un amplificateur H.F. (T_1) et un oscillateur-mélangeur (T_2). Dans un tuner à 3 transistors, on remplace ce dernier par un transistor oscillateur et par un mélangeur. On réalise, en somme, un changement de fréquence à deux transistors.

La figure 10-6 représente le schéma d'un tuner FM *(Grundig)* à 3 transistors et dont l'accord se fait par variation d'inductance des bobinages L_1 (circuit d'entrée), L_3 (liaison H.F.) et L_5 (oscillateur). Le mélangeur T_3 reçoit, sur sa base, le signal incident par C_9 et l'oscillation locale par C_{13}.

Le tableau 10-2 indique les transistors équipant trois autres tuners à 3 transistors, ainsi que les tensions que l'on doit normalement trouver à la base, à l'émetteur et au collecteur de chacun d'eux. La numérotation des transistors correspond à celui de la figure 10-6 : T_1, amplificateur H.F.; T_2, mélangeur; T_3, oscillateur.

Comme pour les autres tableaux, toutes les tensions sont mesurées par rapport à l'extrémité « froide » de la résistance d'émetteur.

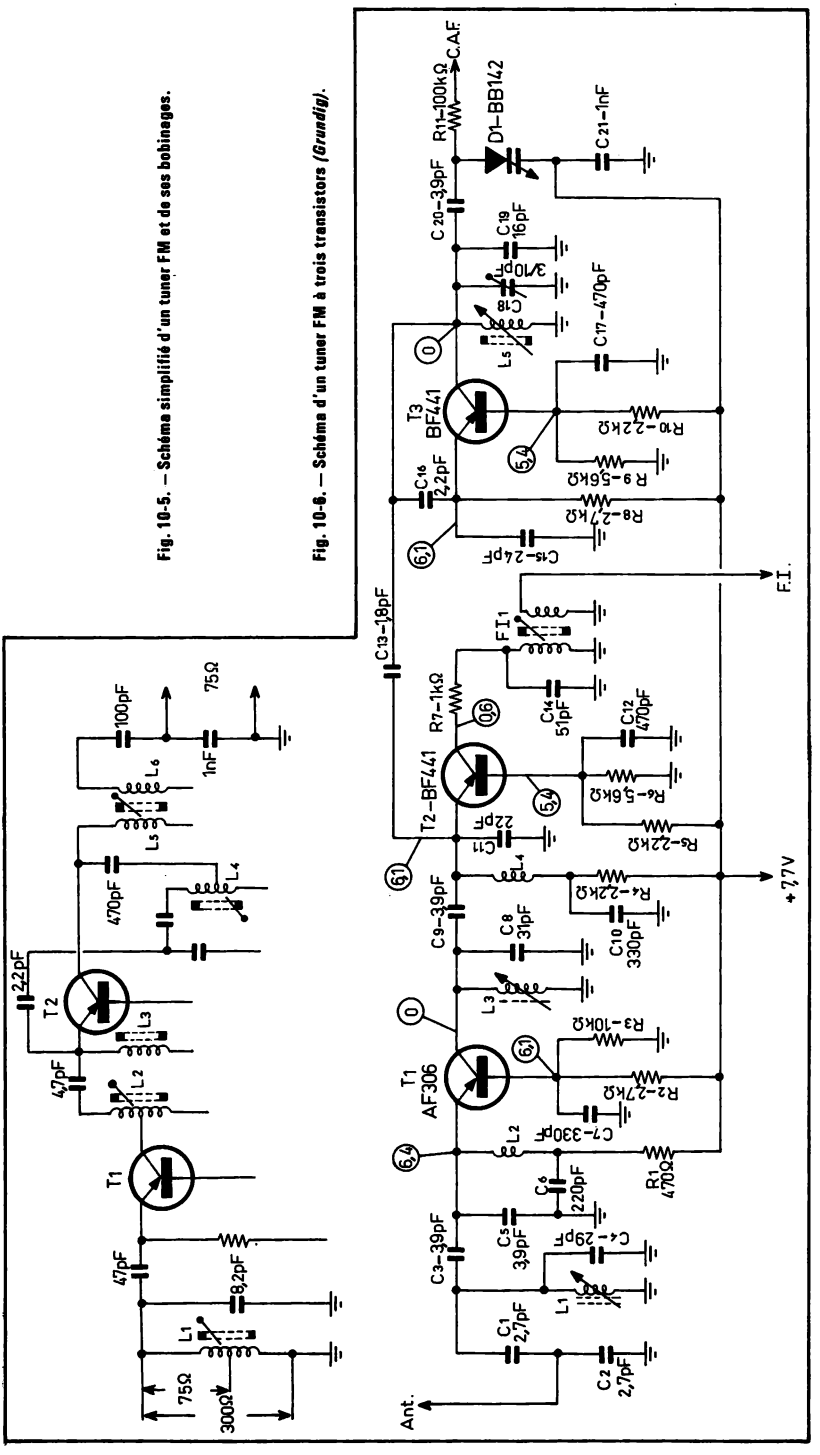


Fig. 10-5. — Schéma simplifié d'un tuner FM et de ses bobinages.

Fig. 10-6. — Schéma d'un tuner FM à trois transistors (*Grundig*).

Tableau 10-2

Transistors et tensions de quelques tuners FM à trois transistors

N°	T_1			T_2			T_3		
	c (V)	e (V)	b (V)	c (V)	e (V)	b (V)	c (V)	e (V)	b (V)
1	12,5	5,2	5,8	10,9	5,2	5,8	12,5	3,6	4,2
2	12	1,7	2	11,6	1,7	2	12	1,78	2
3	9	0,57	1,3	(D) 9	(S) 0,4-2,5		9	0,7	1,3
1	BF175 - BF167 - BF196			BF184 - BF254 - BF364			BF184 etc.		
2	AF106 - AF139 - AF239			AF201 - AF124 - AF202			AF201 etc.		
3	BF224 - BF173 - BF199			BF245 G			BF224 etc.		

Le tuner 1 a ceci de particulier qu'il possède quatre circuits accordés : entrée d'antenne; filtre de bande à deux cellules dans la liaison T_1-T_2; oscillateur. Il s'agit ici d'un tuner équipant une chaîne Hi-Fi *ITT*.

Le mélangeur du tuner 3 est un transistor à effet de champ, BF245G, et les tensions indiquées dans le tableau correspondant à celles du drain (D) et de la source (S).

QUELQUES PANNES

Les cas de pannes décrits ci-après constituent, dans l'ensemble, une excellente illustration et un complément à tout ce qui a été dit dans les chapitres précédents.

Ronflement

Ce ronflement n'était vraiment perceptible qu'à faible puissance, avec le potentiomètre de volume presque au minimum, et ressemblait à s'y méprendre à un ronflement de secteur à 50 Hz. On a localisé assez rapidement le défaut dans l'étage « driver », dont toutes les tensions se sont révélées cependant normales. La vérification des différents condensateurs a montré que l'électrochimique C_1 découplant l'émetteur avait perdu pratiquement la totalité de sa capacité (fig. 11-1).

Craquements en O.C.

Ces craquements, ressemblant à des décharges atmosphériques par temps d'orage, ne se produisaient que sur la gamme O.C. La mesure attentive de toutes les tensions de l'étage d'entrée (changeur de fréquence), ainsi que des chocs sur les différents composants « périphériques » n'ont pas permis de découvrir une anomalie quelconque. Le remplacement du condensateur de liaison C_1 (fig. 11-2) a permis d'éliminer le défaut et, à la vérification, ce condensateur a révélé une très légère fuite, à peine mesurable.

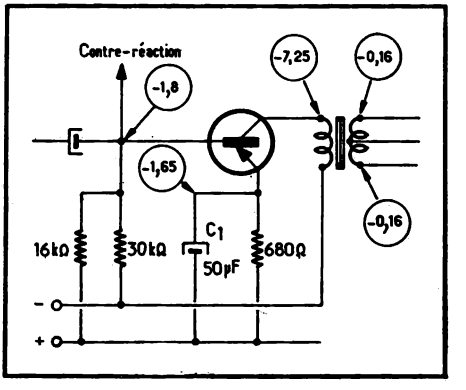


Fig. 11-1. — Ronflement à cause de l'électrochimique C_1 défaillant.

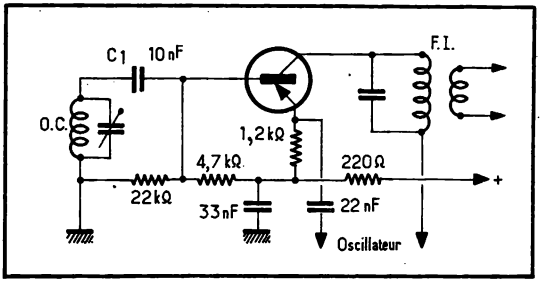


Fig. 11-2. — Craquements en O.C. occasionnés par une légère fuite dans le condensateur C_1.

Distorsion

Il s'agit d'un récepteur dont l'étage de sortie est représenté dans la figure 11-3, et comme la distorsion observée se manifeste sur toutes les gammes, on commence par vérifier le courant de repos du push-pull en déconnectant le point milieu B de l'autotransformateur de sortie et en y intercalant un milliampèremètre. Suivant les indications du construc-

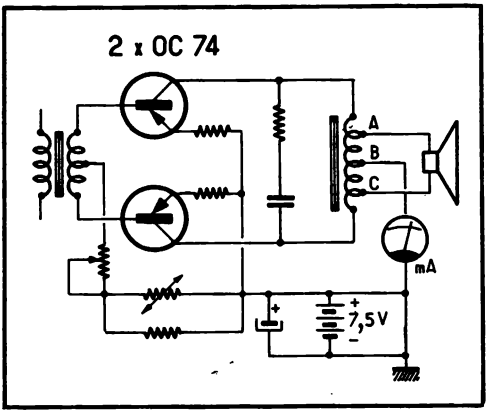


Fig. 11-3. — Distorsion dans l'étage de sortie provoquée par un court-circuit accidentel du point A à la masse.

teur, le courant de repos devrait être de 6 mA. Or, on s'aperçoit, avant d'avoir connecté le milliampèremètre, que le récepteur continue à fonctionner avec le retour à la masse coupé en B. Il est donc évident qu'il existe un court-circuit interne dans le transformateur, et quelques mesures à l'ohmmètre permettent de le localiser à la prise A, en contact accidentel avec le blindage du transformateur. Il est évident que l'étage de sortie s'en trouvait complètement déséquilibré, d'où les distorsions observées.

Manque de puissance en AM; normal en FM

Ce manque de puissance se manifeste indifféremment en G.O., P.O. et O.C. Il n'est pas très accusé, mais l'on sent très nettement que l'audition en FM est beaucoup plus puissante. La vérification de l'étage changeur de fréquence AM et des circuits correspondants ne donne rien, pas plus d'ailleurs que l'examen de la courbe de réponse au vobuloscope et les tentatives pour retoucher l'alignement.

Ce sont les essais au signal-tracer en B.F. qui ont permis de localiser le défaut. On s'est aperçu que le signal injecté « passait » très fort en *a*, mais s'affaiblissait considérablement en *b* (fig. 11-4). Le condensateur C_1 n'était pourtant pas coupé, mais sa valeur avait diminué : vérifié au capacimètre il ne faisait plus que 8 nF environ.

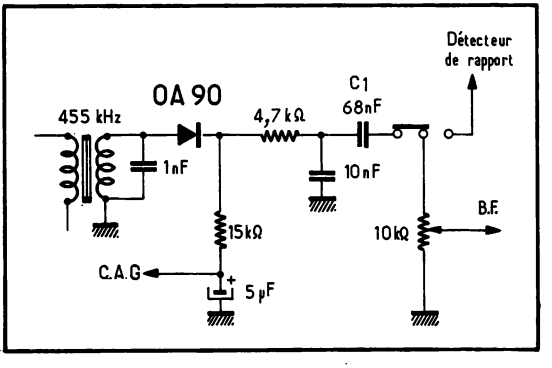


Fig. 11-4. — Manque de puissance en AM par défaut dans le condensateur C_1.

Accrochage

On constate, dans un récepteur auto, que la réception sur G.O. et sur P.O. est faible et accompagnée de distorsion. La mesure des tensions montre qu'à la réception des émetteurs puissants la tension de C.A.G. dépasse de loin le niveau normal et ne disparaît pas lorsqu'on déconnecte l'antenne. Une oscillation parasite, détectée ensuite et donnant naissance à une tension de C.A.G. excessive, prend donc naissance vraisemblablement dans l'un des deux étages F.I. Pour localiser cet accrochage on déconnecte successivement la base de chacun des transistors F.I. et on arrive ainsi à la conclusion que c'est le dernier étage F.I., précédant la détection, qui est en cause.

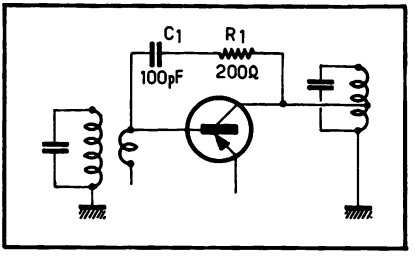


Fig. 11-5. — Pour supprimer l'accrochage il a fallu ajouter un circuit de neutralisation.

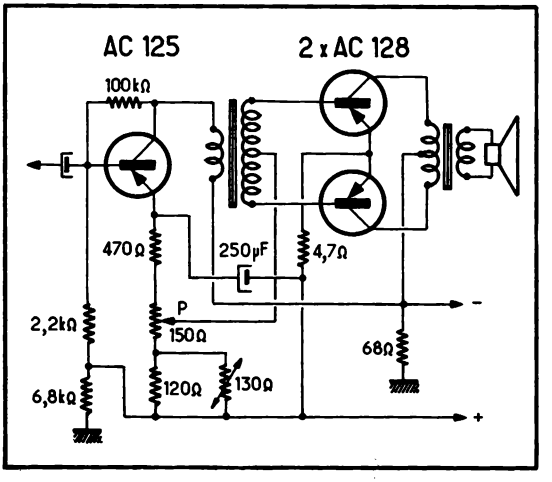


Fig. 11-6. — Amplificateur B.F. hors service à cause du transistor AC125 défectueux.

L'accrochage peut être éliminé en ajoutant un circuit de neutralisation C_1-R_1 entre le collecteur et la base du transistor correspondant (fig. 11-5), ce qui laisse supposer que les capacités internes du transistor se sont modifiées. En effet, son remplacement a fait disparaître l'accrochage, sans qu'il fût nécessaire de conserver le circuit C_1-R_1.

Aucun son

Il s'agit d'un récepteur dont le schéma de la figure 11-6 représente l'étage de sortie et l'étage « driver ». Les mesures de tensions et de résistances sur l'étage push-pull ne permettent pas de découvrir un défaut quelconque. L'étude du montage montre que, contrairement à ce qui se fait le plus souvent, la résistance ajustable P, permettant de régler le courant de repos des deux AC128, fait partie du circuit d'émetteur de l'étage « driver ». On constate, par la même occasion, que la tension à l'émetteur du AC125 est beaucoup trop faible. Le transistor AC125 essayé présentait une double coupure : base-émetteur et base-collecteur.

Élévation de la température = disparition de la réception

Il s'agit d'un récepteur avec FM et le défaut ne se manifeste que sur cette bande : tant que le récepteur est froid ou fonctionne dans une ambiance « fraîche », l'audition est normale. Aussitôt que la température commence à s'élever, l'audition s'affaiblit progressivement, puis disparaît bruquement.

On commence les recherches par la tête V.H.F., dont le schéma est représenté dans la figure 11-7. On constate, lors de ces investigations, que : le fonctionnement est normal à la température ambiante de 16 °C; à 20 °C la puissance de sortie commence à s'affaiblir. On remplace alors le AF114, après quoi le récepteur fonctionne encore une dizaine de minutes, puis s'arrête brusquement.

Après 20 minutes de séjour dans un réfrigérateur, le récepteur retrouve toute sa puissance, et on continue les recherches en échauffant avec précautions, l'un après l'autre, les différents composants pouvant provoquer l'arrêt de la réception, surtout les conden-

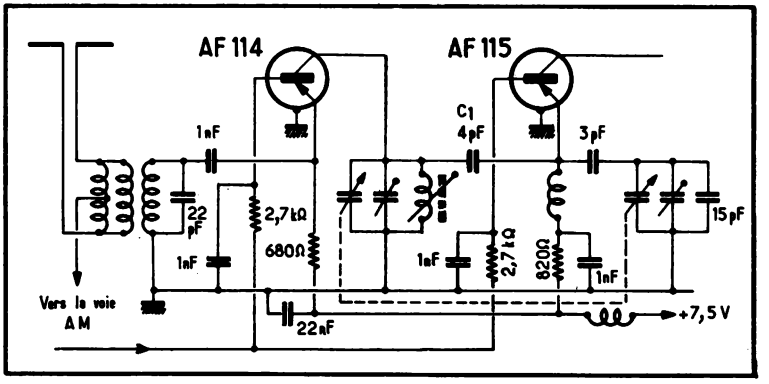


Fig. 11-7. — Disparition de la réception en FM avec l'élévation de la température à cause du condensateur C_1.

sateurs. Et c'est en échauffant le condensateur de liaison C_1 que l'on provoque la disparition du son. Pour « lever le doute », on refroidit alors C_1 par projection d'un liquide réfrigérant et la réception se rétablit immédiatement. Examiné à la loupe, ce condensateur présentait une fêlure à peine visible.

Sifflements

Ces sifflements se manifestent en P.O., lors de l'accord du récepteur sur une station locale, et rendent toute audition impossible. Les investigations menées à l'aide d'un signal-

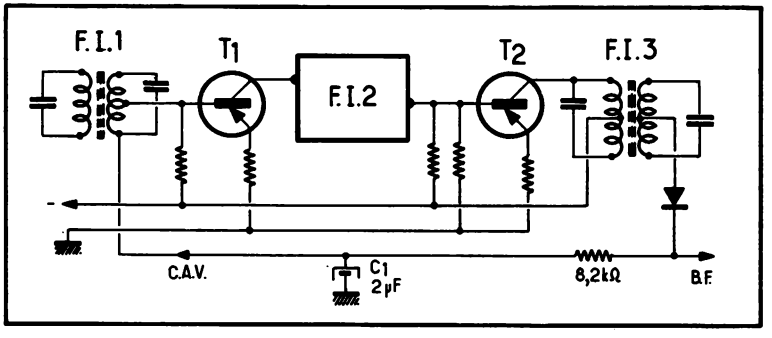


Fig. 11-8. — Sifflements provoqués par le manque de capacité du condensateur C_1.

tracer ont montré que le signal parasite existait déjà sur le collecteur du transistor T_1 (fig. 11-8), premier amplificateur F.I. Une augmentation de la valeur de la capacité de neutralisation, tentée à titre d'essai, est restée sans effet.

On constate encore qu'il existe un signal B.F. à l'extrémité « froide » du secondaire du filtre F.I.1 et sur la base du T_1. Cela donne l'idée de vérifier l'état du condensateur C_1, qui se révèle « vide ». L'absence de ce condensateur déterminait un couplage entre la sortie du filtre F.I.3 et l'entrée du transistor T_1.

Distorsion

Un récepteur portable, normalement puissant, ne donne plus que des émetteurs locaux, faiblement et avec distorsion. On soupçonne évidemment la partie B.F. et on constate, au cours des vérifications, que la distorsion et le manque de puissance subsistent même si l'on applique un signal B.F. directement à la base de l'étage d'entrée B.F. Le schéma de la figure 11-9 montre la structure de cet étage où l'on voit la tension d'émetteur et celle de base stabilisées à l'aide de la diode spéciale D. La documentation du constructeur indique qu'aux bornes du circuit de stabilisation D-R_1 on doit trouver une tension comprise entre 2,3 et 2,5 V. Or, on y trouve seulement une tension à peine mesurable à l'aide d'un voltmètre électronique.

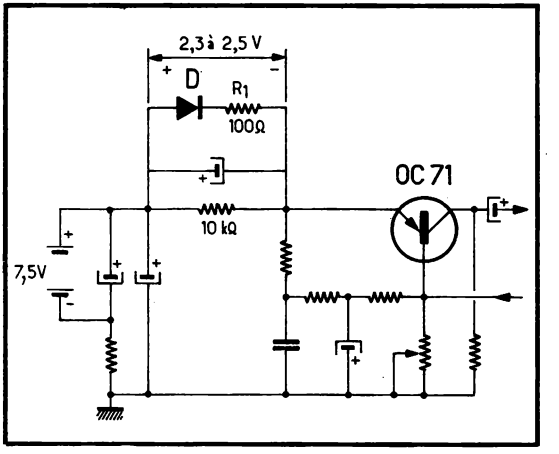


Fig. 11-9. — Distorsion et manque de puissance à cause de la diode D en court-circuit.

La diode, vérifiée à l'ohmmètre, révèle un court-circuit pratiquement franc dans les deux sens. On comprend qu'il en a résulté une modification des tensions appliquées au transistor OC71 et un déplacement très important de son point de fonctionnement, d'où manque de puissance et distorsion. La diode remplacée, tout est rentré dans l'ordre.

Il faut noter que ce genre de diodes de stabilisation présente habituellement une résistance directe de 50 à 70 kΩ et une résistance inverse pratiquement infinie.

Distorsion et points d'accord multiples en FM

La réception de tous les émetteurs FM s'accompagne d'une distorsion très importante et on constate, de plus, que chaque station est reçue en deux points rapprochés du cadran. On a tout d'abord soupçonné un désaccord des circuits du détecteur de rapport et essayé de refaire le réglage, mais cette opération est restée sans résultat.

On a ensuite vérifié la symétrie du détecteur de rapport, en mesurant la résistance entre la masse et, successivement, les points *a* et *b*, la connexion *ab* étant interrompue

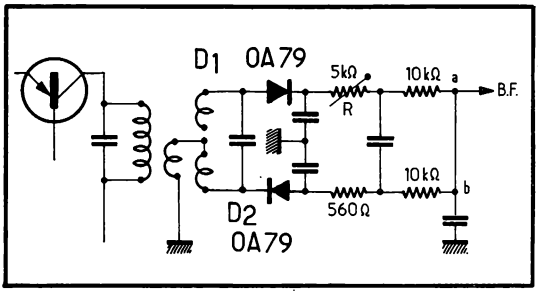


Fig. 11-10. — Distorsion en FM provoquée par la diode D_1 en court-circuit.

(fig. 11-10). Il est nécessaire d'inverser le sens de branchement de l'ohmmètre lors des deux mesures, afin de vérifier chacun des circuits dans le sens direct de la diode qu'il contient.

Toujours est-il que cette mesure a révélé que la résistance de la branche D_1-R était de quelque 4 kΩ trop faible, à cause de la diode D_1 en court-circuit presque franc.

Ronflement intermittent

On a constaté que ce ronflement, apparemment sur 50 Hz, se manifeste uniquement lorsqu'on fait fonctionner le récepteur hors de son coffret ou en ouvrant son panneau arrière pour remplacer les piles, par exemple. Un examen attentif du câblage et des transistors a permis de découvrir l'origine de ce ronflement. Le premier transistor B.F., un OC71

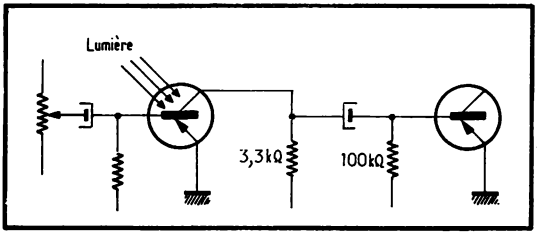


Fig. 11-11. — Ce transistor, à la suite d'une détérioration de son vernis protecteur opaque, s'est comporté en phototransistor.

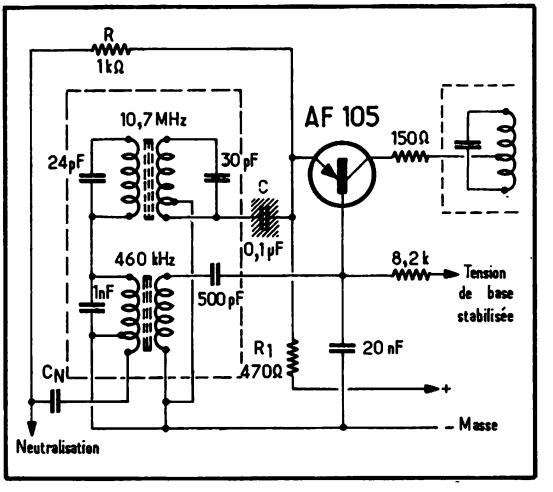


Fig. 11-12. — Une fuite dans C a modifié le point de fonctionnement du transistor AF 105.

(fig. 11-11), avait été légèrement détériorié lors du montage. Le vernis noir recouvrant son enveloppe de verre s'est trouvé partiellement arraché et le transistor s'est transformé de ce fait en phototransistor, réagissant à la lumière d'une lampe alimentée en alternatif 50 Hz. Il a suffi de le recouvrir d'une nouvelle couche de vernis noir opaque pour que le défaut constaté disparaisse.

Non-fonctionnement en FM. Arrêt intermittent en AM

Sur ce récepteur, on constate en FM sinon un silence total, du moins un murmure à peine audible noyé dans du souffle. En AM, sur les trois gammes (O.C., P.O. et G.O.), la réception est normale, mais disparaît par intermittence après un craquement violent. On acquiert très vite la certitude qu'il ne s'agit pas d'un mauvais contact.

La mesure des tensions des sections B.F. et H.F. ne permet de découvrir rien d'anormal : toutes les bases sont de 0,1 à 0,2 V plus négatives que les émetteurs correspondants, ce qui montre que le régime de tous ces transistors est correct, du moins pendant le fonctionnement en AM.

Au moment où ce fonctionnement vient de s'interrompre, on mesure les tensions à nouveau et on découvre que celle à l'émetteur du AF105 amplificateur F.I. (fig. 11-12) est passée de 0,6 à 0,95 V, ce qui dénote une augmentation notable du courant de collecteur.

Le transistor AF105 a été remplacé, après quoi le récepteur a été mis en observation pendant plusieurs heures, mais la panne s'est reproduite exactement de la même façon.

On a mis alors la base à la masse, ce qui, normalement, aurait dû bloquer le transistor et supprimer tout courant de collecteur. Or, on s'est aperçu qu'il existe toujours une tension de 0,4 V à l'émetteur. On dessoude le transistor, pour supprimer toute possibilité de courant à travers R et on constate que, malgré tout, la tension de 0,4 V aux bornes de cette résistance subsiste. Seule conclusion possible : fuite intermittente dans le condensateur C, formant alors un diviseur de tension avec R_1. Une mesure à l'ohmmètre a confirmé cette supposition, montrant un isolement de C de l'ordre de 7 kΩ.

Ne fonctionne pas

Ce récepteur P.O.-G.O. est complètement muet. Pourtant, les premiers essais effectués ont immédiatement montré que l'oscillateur fonctionne normalement. Les recherches se sont donc poursuivies dans les étages F.I. et B.F.

L'essai à l'aide d'un signal-tracer permet de conclure que l'amplificateur B.F. fonctionne normalement. On constate ensuite qu'il n'y a pratiquement aucune tension sur l'émetteur de l'un des transistors de l'amplificateur F.I., qui est un AF117. La vérification de tous les circuits qui aboutissent à ce transistor montre qu'il n'y existe aucune coupure et on pense naturellement au transistor lui-même. Ce dernier, dessoudé et vérifié sur un transistormètre, se révèle en parfait état. On le remet en place et on a la surprise de voir le récepteur retrouver son fonctionnement normal.

Il est presque certain qu'une des trois soudures fixant le transistor était « collée » et que le fait de dessouder et de ressouder la connexion correspondante avait rétabli le contact et le courant.

Souffle et crépitement

Ce souffle, présent sur toutes les gammes, se transformait progressivement, après 10 à 30 minutes de fonctionnement, en fonction de la température ambiante, en un crépitement insupportable.

Il a été rapidement établi que ce défaut prenait naissance dans l'amplificateur B.F., puisque la mise hors circuit de toute la partie H.F., F.I. et détection ne faisait pas dispa-

raître le souffle. La partie B.F. du récepteur en panne est partiellement représentée par le schéma de la figure 11-13 et on constate que le potentiomètre de dosage de basses, P_2, agit sur l'importance du souffle lorsque le potentiomètre régulateur de volume P_1 se trouve en position de faible puissance.

La cause de ce souffle et de ce crépitement était le transistor d'entrée T_1 et cela explique pourquoi la position de P_1 agissait, avec de celle P_2, sur l'importance du défaut. En effet, la source de bruit, représentée par le circuit d'entrée du transistor, se trouvait fortement shuntée lorsque P_1 était réglé pour un niveau faible et que P_2 se trouvait en court-circuit.

Le souffle et même des crépitements sont des pannes dues assez souvent à des transistors.

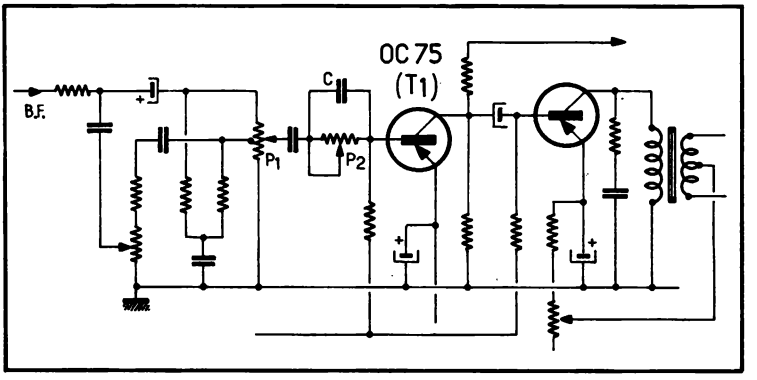


Fig. 11-13. — Le souffle et les crépitements dont était affecté ce récepteur provenaient du transistor OC 75.

Distorsion et manque de puissance

Petit récepteur portable, dont l'étage de sortie est représenté par le schéma de la figure 11-14. Le défaut a été supprimé et le récepteur a retrouvé sa puissance normale à la suite de la modification de la valeur de la résistance R_1, primitivement de 100 Ω et qu'on a dû porter, à la suite de quelques tâtonnements, à 220 Ω. Il est vraisemblable que les caractéristiques des deux transistors ont varié avec le temps.

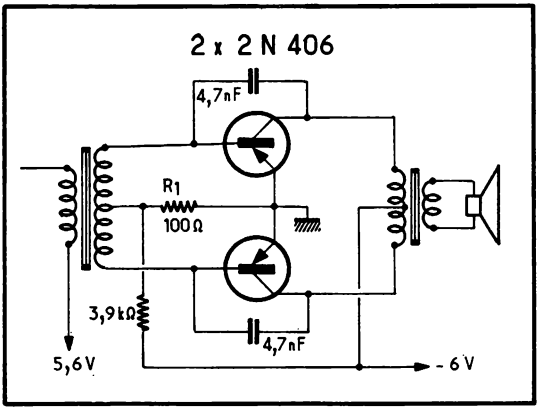


Fig. 11-14. — La distorsion et le manque de puissance provenaient de la valeur incorrecte de la résistance R_1.

Aucune réception en FM

Il s'agit d'un portable mixte, dont le fonctionnement en AM est tout à fait normal, sur toutes les gammes. Les essais effectués à l'aide d'un générateur H.F. ont permis de conclure que la partie F.I. en FM fonctionne correctement et que sa sensibilité correspond de très près aux indications du constructeur.

Le bloc FM, enfermé dans un boîtier séparé, a été ouvert et les tensions aux deux transistors OC615 (fig. 11-15) ont été mesurées sans révéler quoi que ce soit d'anormal.

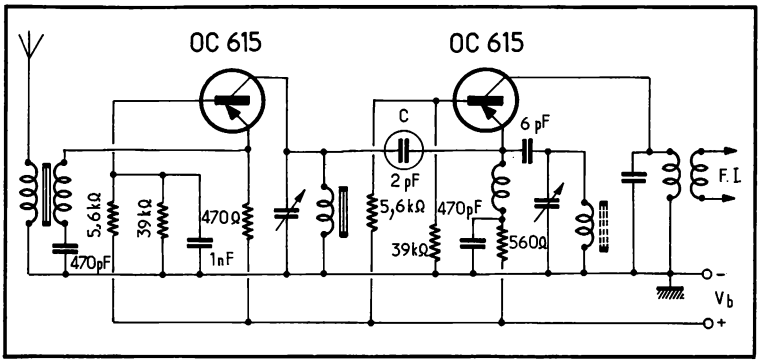


Fig. 11-15. — Le fonctionnement en FM de ce récepteur était interrompu par la coupure du condensateur C.

Finalement, un examen très attentif du câblage et de la fixation des différents composants sur la plaquette imprimée ont permis de découvrir que le condensateur de liaison C était cassé. Lors de son remplacement il faut veiller à remettre la valeur primitive, importante pour le rapport signal/bruit de la « tête » FM.

Arrêt intermittent

Ce récepteur fonctionne sans défaillance pendant des heures ou même pendant des jours, puis il s'arrête brusquement et ne laisse plus entendre qu'une sorte de souffle. En manœuvrant à plusieurs reprises l'interrupteur de mise en marche-arrêt, on arrive à faire fonctionner le récepteur à nouveau.

On s'aperçoit tout d'abord que la tension d'alimentation, qui doit être de 6 V, n'est plus que de 4,2 V à peine. On remplace les piles, on constate que le récepteur fonctionne nettement mieux et on le laisse en marche. Après quelque temps il s'arrête de nouveau.

On constate qu'au moment de la panne l'oscillateur du récepteur s'arrête et on commence par remplacer le transistor convertisseur, dont la figure 11-16 représente le schéma. La panne continue à se manifester exactement de la même façon.

La mesure des tensions semble indiquer que la base du transistor est insuffisamment positive par rapport au collecteur, ce qui conduit à vérifier la valeur de la résistance R_1. On découvre que cette résistance avait changé de valeur et « faisait » plus de 60 kΩ. Cependant, son remplacement n'a rien donné et la panne intermittente a continué à se produire.

Au cours des différents essais et mesures on s'aperçoit que le fait de souffler sur le circuit de l'oscillateur entraîne une diminution de la sensibilité et même la disparition de toute réception par arrêt de l'oscillateur. Ce dernier semble donc être sensible à l'humidité de la respiration et ce fait donne l'idée d'examiner très attentivement tous les points d'isolement des différents circuits. On a fini par découvrir que les perles en céramique, constituant l'isolant du C.V., sont recouvertes d'une couche de substance verdâtre, provenant probablement du suintement des piles usées. La moindre trace d'humidité rendait cette

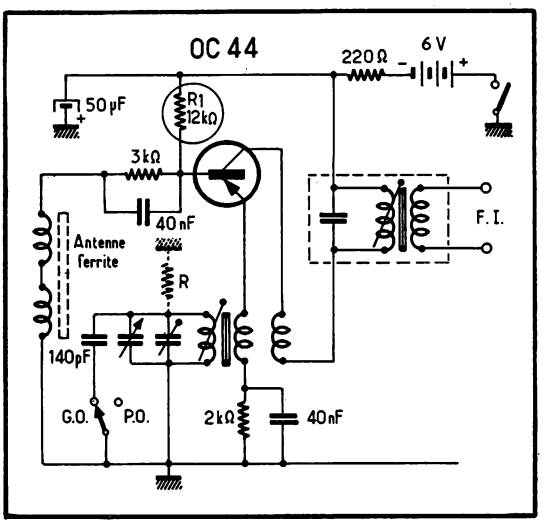


Fig. 11-16. — La panne intermittente était provoquée par l'augmentation de la valeur de R_1 et par un défaut d'isolement R.

couche plus ou moins conductrice, ce qui amortissait l'oscillateur à un degré tel qu'il cessait de fonctionner.

Un nettoyage soigné à l'eau savonneuse, à l'aide d'un pinceau, et un séchage énergique à l'air chaud ont définitivement éliminé le défaut.

RÉGLAGE ET ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

EN QUOI CONSISTE L'ALIGNEMENT?

Le travail que l'on appelle, en argot d'atelier, alignement, comporte, en réalité, deux opérations bien distinctes :

a) *Réglage des circuits F.I.* de façon que leur fréquence de résonance soit exactement celle qui est prévue par le constructeur de l'appareil :

b) *Mise au point de la commande unique*, c'est-à-dire réglage des circuits d'entrée, d'oscillateur et, éventuellement, de liaison H.F., de façon que les conditions imposées par le principe de la commande unique soient réalisées : fréquence de l'oscillateur supérieure (ou inférieure pour certaines gammes) à la fréquence reçue exactement de la valeur de la F.I. en trois points bien définis des gammes P.O. et G.O., le plus souvent; en deux points des gammes O.C.

Nous savons que les caractéristiques des circuits d'entrée et d'oscillation ne sont valables que pour une certaine valeur de la F.I. et inversement. De ce fait, puisque nous ne pouvons pas modifier la valeur, prévue par le constructeur, de la plupart des éléments de la monocommande (condensateurs série et certains trimmers fixes), nous sommes obligés, d'abord, d'accorder les circuits F.I. sur la fréquence prévue et, ensuite, d'ajuster en conséquence les éléments réglables des circuits d'entrée et d'oscillation.

Donc, nous avons besoin, au départ, d'une source de signal à fréquence bien déterminée, que nous pouvons modifier suivant nos besoins, mais dont nous devons connaître, à chaque instant, la fréquence. Cette source sera constituée par un petit émetteur H.F., modulé en amplitude par une ou plusieurs fréquences B.F., que l'on appelle générateur H.F. Aucun travail sérieux n'est possible, surtout lorsqu'il s'agit de transformateurs F.I., si l'on ne possède pas un appareil de ce genre.

UN EXEMPLE DE GÉNÉRATEUR H.F.

Le générateur H.F. *Centrad* type 923 peut constituer un excellent exemple d'un appareil prévu pour le dépannage et l'alignement de récepteurs AM et FM.

Il couvre, soit en fondamentale, soit en harmoniques, la bande de 100 kHz à 225 MHz, avec étalement de la gamme F.I. (420 à 520 kHz). Il délivre une onde H.F. modulée en amplitude par une oscillation B.F. de 800 Hz. Enfin, il est muni d'un atténuateur double suffisamment efficace, et son alimentation se fait sur alternatif 120 ou 240 V. Voici quelques

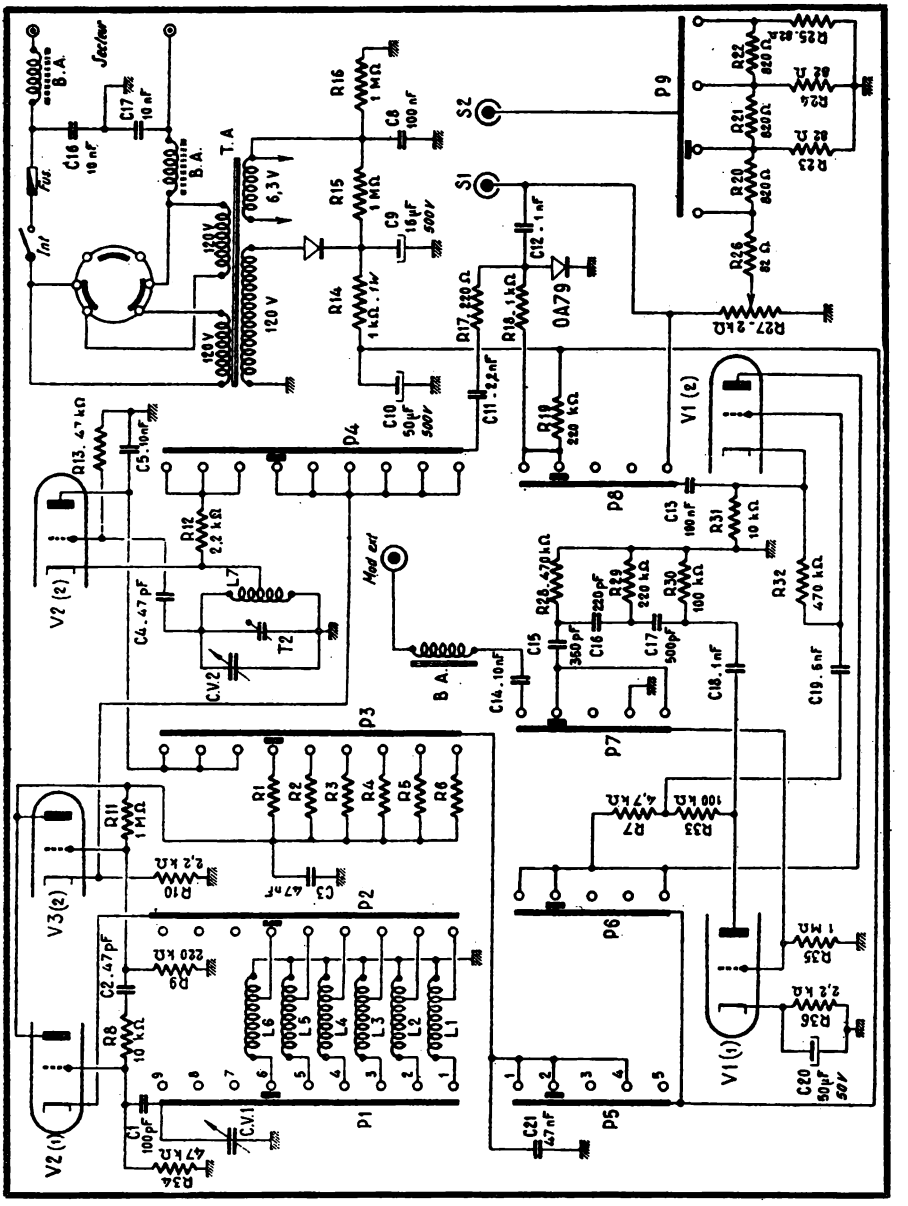


Fig. 12-1. — Schéma général du générateur H.F. type 923. Tous les tubes (3) sont des doubles triodes 6BQ7A.

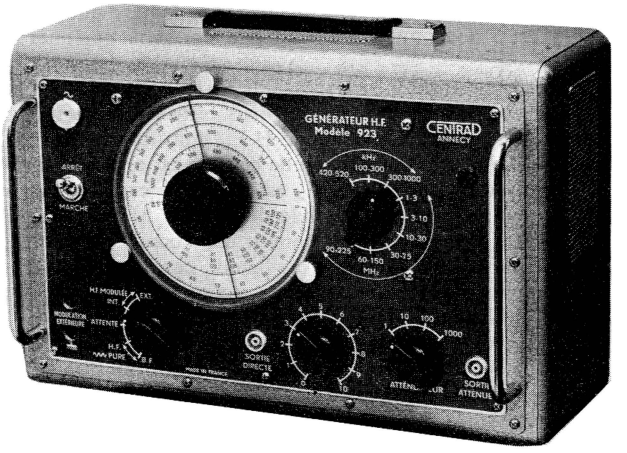


Fig. 12-2. — Aspect extérieur du générateur H.F. type 923.

détails sur les particularités techniques de cet appareil, dont le schéma général est celui de la figure 12-1, tandis que la photographie de la figure 12-2 en représente l'aspect extérieur.

Bien que cet appareil, équipé de tubes, puisse paraître un peu « rétro », il a fait ses preuves et acquis une excellente réputation parmi les dépanneurs, puisqu'il est toujours fabriqué. Nous-mêmes l'avons utilisé pendant de longues années et continuons à nous en servir. L'essentiel, dans le domaine des appareils de mesure, n'est pas une technique de pointe, mais la fiabilité.

Oscillateurs H.F.

Le premier oscillateur, utilisant l'une des triodes (V2-1) d'un 6BQ7A, fonctionne en montage à couplage cathodique et couvre 6 gammes se répartissant comme suit :

1. — 420 à 520 kHz (F.I. étalée);
2. — 100 à 300 kHz (3 000 à 1 000 m);
3. — 300 à 1 000 kHz (1 000 à 300 m);
4. — 1 à 3 MHz (300 à 100 m);
5. — 3 à 10 MHz (100 à 30 m);
6. — 10 à 30 MHz (30 à 10 m).

L'oscillation H.F. correspondant à ces 6 premières gammes est appliquée à la grille d'une autre triode 6BQ7A (V3-2) qui fonctionne en « cathode-follower » et envoie l'onde H.F. vers l'élément P_4 du contacteur et de là vers le modulateur.

Chaque bobine des gammes ci-dessus est munie d'un noyau réglable et d'un ajustable à air (non représenté sur le schéma). Le condensateur variable $C.V._1$ qui sert à l'accord de ces gammes est un 490 pF normal, faisant partie d'un bloc double, dont le second élément, de capacité beaucoup plus faible, sert pour l'accord de la gamme V.H.F.

La polarisation de la triode V3-2 est obtenue par la différence entre la tension positive existant à la cathode et celle que l'on applique à la grille par l'intermédiaire du diviseur de tension R_9-R_{11}. La tension H.F. délivrée par l'oscillateur V2-1 est maintenue à une amplitude aussi constante que possible d'une gamme à l'autre par le choix de résistances d'alimentation R_1 à R_6 de valeur appropriée.

La valeur de ces résistances est à choisir dans les ordres de grandeur ci-dessous :

R_1 39 kΩ
R_2 12 kΩ
R_3 34 kΩ
R_4 24 kΩ
R_5 15 kΩ

La valeur de R_6 est généralement très faible : quelques centaines d'ohms.

Il est à noter que ces valeurs peuvent subir quelques variations en fonction du tube utilisé.

Sur la position 7 du contacteur P_1-P_2-P_3-P_4 l'alimentation en H.T. des triodes V2-1 et V3-2 est interrompue par P_3, mais cette même section branche la haute tension à la plaque du deuxième oscillateur H.F., constitué également par une triode (V2-2) d'un 6BQ7A. Le mode d'oscillation de ce tube est analogue à celui de l'oscillateur V2-1, mais le condensateur variable $C.V._2$ est ici d'une capacité maximale nettement moindre afin que la gamme couverte s'étende de 30 à 75 MHz.

Il a été nécessaire, pour couvrir cette bande et, surtout, pour « monter » à 75 MHz, de faire appel à un deuxième oscillateur, car il ne fallait pas songer à prévoir une bobine supplémentaire commutable par les sections P_1 et P_2 du contacteur : les capacités parasites en jeu auraient empêché d'obtenir 75 MHz.

Les deux dernières positions 8 et 9, du contacteur de gammes ne commutent rien, mais répètent la position 7. Pour ces deux positions on convient de lire la fréquence émise par le générateur sur les échelles 60-150 MHz et 90-225 MHz du cadran, gammes fictives, en quelque sorte, et qui correspondent, respectivement, à l'harmonique 2 et à l'harmonique 3 de la gamme 7.

Néanmoins, en utilisant ces harmoniques on arrive à effectuer toutes les opérations de vérification, de dépannage et même de réglage de la partie H.F. des récepteurs FM et des téléviseurs pour les canaux de la bande III.

La tension H.F. de la gamme 7 est prélevée sur la cathode de la V2-2 et envoyée, à travers R_{12}, à la section P_4 du contacteur de gammes, afin d'être dirigée vers le modulateur.

Oscillateurs B.F. et modulateurs

Cet oscillateur, du type RC à circuit de déphasage à 3 cellules, utilise la triode V1-1 d'un 6BQ7A. La résistance R_7 est du type ajustable et permet de fixer, une fois pour toutes, l'amplitude de la tension B.F. délivrée, c'est-à-dire la profondeur de modulation.

L'oscillation B.F. arrive au modulateur à travers un étage à sortie cathodique utilisant la deuxième triode du 6BQ7A ci-dessus (V1-2).

La modulation se fait à l'aide d'une diode au germanium OA79 à caractéristique quadratique. La H.F. lui est appliquée par C_{11} et R_{17} et la B.F. par R_{18}.

Commutations

Trois contacteurs assurent toutes les commutations de ce générateur. Le premier, à quatre galettes, P_1-P_2-P_3-P_4, est celui des gammes, assurant également le passage d'un oscillateur H.F. à l'autre.

Le deuxième, à deux galettes doubles, P_5-P_6 et P_7-P_8, permet les combinaisons suivantes pour ses 5 positions :

1. H.F. modulée extérieurement, la source de modulation étant connectée à la prise prévue à cet effet. La triode V1-1 sert alors d'amplificateur-correcteur;

2. H.F. modulée intérieurement à 30 %;

3. Position d'attente. Les tubes sont chauffés, mais la H.T. est coupée;

4. H.F. pure. L'alimentation en haute tension de l'oscillateur B.F. et de la triode V1-2 est coupée;

5. B.F. pure. C'est l'alimentation en H.T. des oscillateurs H.F. qui est coupée, tandis que la B.F. se trouve dirigée vers l'atténuateur par lequel on peut la doser entre 0,1 mV et 0,5 V aux douilles de sortie.

On notera que, dans le cas de la modulation extérieure, on obtient une modulation à 30 % lorsque la tension appliquée à la douille « Mod. ext. » est de 0,2 V environ. La fréquence de cette tension peut être comprise entre 50 Hz et 100 kHz.

Le troisième contacteur est celui de l'atténuateur (P_9) à quatre positions.

Atténuateurs

La haute fréquence modulée arrive, par C_{12}, d'abord à la douille de sortie S_1, non atténuée, qui délivre un niveau constant de 100 mV environ. Ensuite, on arrive à l'atténuateur progressif (R_{27}), qui est suivi de l'atténuateur à décades, à 4 positions (P_9), précédant la douille de sortie S_2. Les niveaux de sortie que l'on peut obtenir à cette douille varient de 100 μV à 100 mV lorsque R_{27} est au maximum. D'une façon générale, la valeur d'un niveau de sortie peut être évaluée avec une précision de $\pm$ 30 %, ce qui est très largement suffisant pour les besoins du dépannage. Cela signifie, par exemple, que si le potentiomètre R_{27} se trouve sur la graduation 6 et que P_9 est placé sur 10, le niveau de sortie est théoriquement de 600 μV, compris pratiquement entre 420 et 780 μV.

Les deux atténuateurs et l'ensemble oscillateur H.F. étant blindés, le niveau des fuites est suffisamment faible jusqu'à 30 MHz. Pour les fréquences plus élevées ce niveau est inférieur à 5 μV à une distance de 1 m.

Alimentation

Elle comprend un redresseur pour une seule alternance, un filtre à résistance-capacités (C_9-R_{14}-C_{10}), un diviseur de tension (R_{15}-R_{18}) appliquant une tension positive au circuit de chauffage (système antironflement) et un filtre H.F. à l'entrée du cordon secteur (B.A.-C_6-C_7).

ANTENNES FICTIVES

Un récepteur fonctionne normalement avec une antenne qui possède ses caractéristiques propres : inductance, capacité et résistance. Le circuit d'entrée d'un récepteur est toujours calculé en tenant compte des caractéristiques d'une antenne moyenne, et il est évident que si l'on connecte à ce circuit le câble de sortie d'un générateur H.F., sans aucun intermédiaire, le fonctionnement du récepteur peut se trouver perturbé, car le circuit d'entrée n'aura plus la résonance normalement prévue.

Pour y remédier, et pour placer le récepteur, attaqué par un générateur H.F., dans les conditions normales de fonctionnement, on intercale, entre la sortie H.F. du générateur et l'entrée du récepteur (prises antenne-terre), un circuit reproduisant approximativement les caractéristiques d'une antenne moyenne.

Le schéma de la figure 12-3 nous montre la constitution de ce circuit, appelé *antenne fictive*, et nous remarquerons seulement que les valeurs indiquées correspondent à l'antenne fictive standard, définie par des conventions internationales. Certains constructeurs de

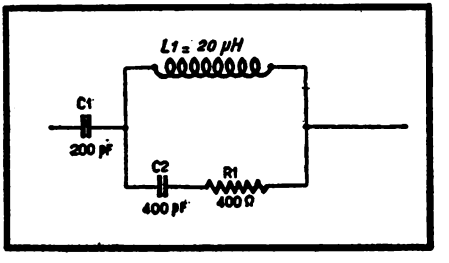


Fig. 12-3. — Schéma d'une antenne fictive universelle.

récepteurs recommandent, pour l'alignement de leurs appareils, des antennes fictives un peu différentes, dont les schémas de la figure 12-4 nous donnent quelques exemples. D'une façon générale, on peut dire qu'une simple résistance de 200 à 400 ohms peut constituer une « antenne fictive » pour toutes les fréquences supérieures à 1 500 kHz.

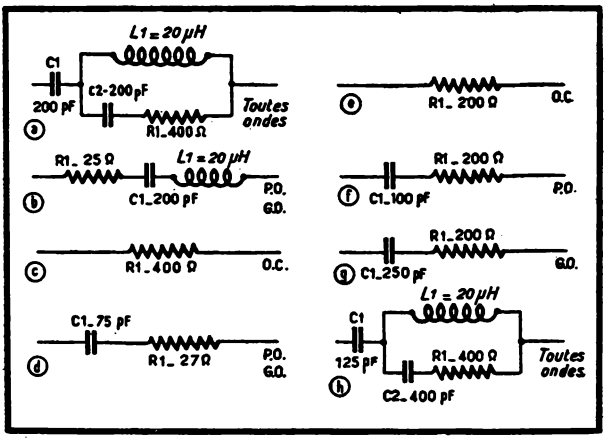


Fig. 12-4. — Autres antennes fictives utilisées suivant la gamme ou suivant la conception du circuit d'entrée.

En ce qui concerne la bobine de 20 µH, on peut la réaliser très facilement sur un tube en carton bakélisé, le tableau 12-1 donnant le nombre de spires (en fil émaillé), le diamètre du fil, la longueur du bobinage (*l*, fig. 12-5) et le diamètre extérieur *d* du tube utilisé. Lorsque le nombre de spires nécessaire n'arrive pas à faire la longueur *l*, il suffit d'écarter légèrement les deux ou trois spires de l'une des extrémités, de façon à obtenir la longueur totale voulue.

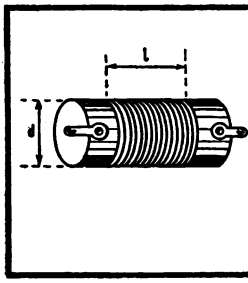


Fig. 12-5 *(à gauche)*. — Bobinage pour une antenne fictive.

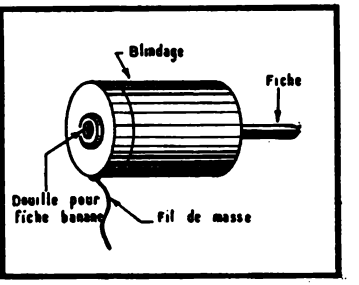


Fig. 12-6 *(à droite)*. — Blindage pour antenne fictive.

Le circuit constituant l'antenne fictive sera enfermé dans un blindage, muni, par exemple, d'une fiche banane d'un côté, et d'une douille pour fiche banane de l'autre (fig. 12-6), et la fixation à l'extrémité du câble de sortie du générateur H.F. se fera suivant le croquis de la figure 12-7.

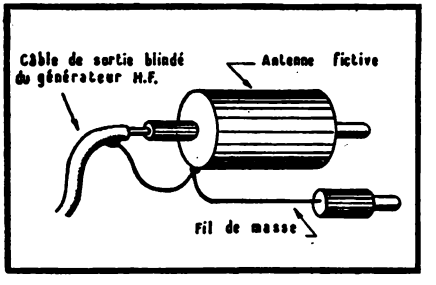


Fig. 12-7. — Fixation d'une antenne fictive à l'extrémité du cordon de sortie d'un générateur H.F.

Tableau 12-I

Caractéristiques d'une bobine de 20 microhenrys

Diamètre tube (mm)	Longueur bobine (mm)	Nombre de spires	Diamètre fil (mm)	Diamètre tube (mm)	Longueur bobine (mm)	Nombre de spires	Diamètre fil (mm)
	10	50	0,18		10	44	0,19
	12	54	0,19		12	46	0,21
10	15	58	0,20	12	15	50	0,25
	18	63	0,22		18	54	0,27
	20	65	0,25		20	56	0,29

Il est évident que si une « antenne fictive » est constituée uniquement par une résistance ou une résistance en série avec une capacité, il est inutile de l'enfermer dans un blindage. Par ailleurs, en choisissant les valeurs pour l'une des « antennes » de la figure 12-4, on adoptera des valeurs standard : 220 Ω, 270 pF, 390 Ω, etc.

INDICATEURS DE SORTIE

Lorsqu'on effectue une opération d'alignement, il est nécessaire de pouvoir apprécier « visuellement » le moment où un maximum est atteint, c'est-à-dire le moment où l'accord d'un circuit nous place dans les conditions de sensibilité maximale.

Un générateur H.F. nous donnant une onde modulée, nous entendons évidemment, dans le haut-parleur du récepteur aligné, un son dont l'intensité varie, et augmente lorsque la sensibilité croît. Cependant, l'appréciation d'un maximum à l'oreille manque totalement de précision et peut nous conduire à des erreurs grossières, notamment lorsqu'il s'agit d'accorder les transformateurs F.I. où nous pouvons fort bien, sans nous en rendre compte, nous accorder sur l'une des « bosses ».

En un mot, une opération d'alignement sans indicateur de sortie ne peut se concevoir que lors d'un dégrossissage rapide, lorsque nous voulons simplement nous rendre compte si les transformateurs F.I. ne sont pas complètement désaccordés.

Indicateur de sortie sur la bobine mobile

C'est le procédé le plus simple, le plus rapide et le plus sûr, car on se branche à un circuit toujours facilement accessible, qui se trouve à une tension pratiquement nulle par rapport à la masse. De plus, la mesure peut être faite avec un voltmètre à résistance propre peu élevée (1 000 ohms par volt, par exemple) ce qui est un avantage supplémentaire.

La figure 12-8 montre comment s'effectue le branchement, dans le cas d'un amplificateur avec ou sans transformateur, et nous indique la sensibilité à utiliser du contrôleur universel (en alternatif).

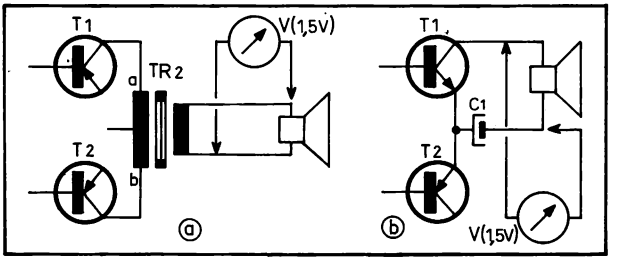


Fig. 12-8. — Mesure de la tension de sortie aux bornes de la bobine mobile.

Il faut remarquer qu'un tel indicateur de sortie mesure, en somme, la tension B.F., appelons-la U_2, développée aux bornes de la bobine mobile dont, le plus souvent, nous connaissons l'impédance Z_2. Il en résulte que nous pouvons apprécier la puissance électrique, dite « modulée », délivrée par le récepteur pour une certaine tension H.F. injectée à l'entrée. Autrement dit, nous avons la possibilité, à condition de connaître la valeur de cette tension H.F., d'évaluer la sensibilité du récepteur, qui est définie par la tension à l'entrée qui donne une puissance de sortie de 50 mW (0,05 W).

Voici, à titre d'indication, un tableau (12-2) qui nous donne la tension que nous devons trouver aux bornes de la bobine mobile, pour une puissance de sortie de 50 milliwatts et pour un certain nombre de valeurs courantes de l'impédance Z_2 de cette bobine mobile.

Tableau 12-2

Tension aux bornes de la bobine mobile correspondant à une puissance de 50 mW

Impédance bobine mobile (Ω)	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	8	10	15	25
Tension correspondant à 50 mW (V)	0,316	0,364	0,388	0,418	0,448	0,475	0,500	0,630	0,710	0,870	1,12

Travaillez toujours avec un niveau de sortie minimal

Il est important, pour plusieurs raisons et notamment pour ne pas être gêné par une action trop énergique de la C.A.G., de travailler constamment avec un signal d'entrée H.F. aussi faible que possible, en se contentant d'une puissance de sortie de l'ordre de 0,05 watt.

Cela veut dire que le potentiomètre de puissance du récepteur devra toujours être au maximum et que le niveau de sortie doit être maintenu à une valeur faible en agissant uniquement sur l'atténuateur du générateur H.F. Ce n'est pas toujours facile et c'est là que l'on se rend compte à quel point l'atténuateur de certains générateurs H.F. est déficient.

On peut évidemment songer à supprimer la C.A.G. pendant l'alignement, mais c'est une solution souvent beaucoup trop compliquée, surtout dans certains récepteurs où la polarisation initiale des transistors commandés est appliquée à travers le circuit de la C.A.G., tous les émetteurs étant réunis à la masse. En général, dans les récepteurs à transistors la suppression de la C.A.G. est pratiquement irréalisable.

Indicateur de sortie « silencieux » sur la bobine mobile

Le piaulement continuel de la modulation à 500 ou 800 Hz n'a rien de particulièrement agréable, ni pour l'opérateur, ni pour les voisins, et on peut parfaitement s'en passer en déconnectant la bobine mobile du secondaire du transformateur de sortie TR_2, et en chargeant ce secondaire par une résistance R dont la valeur sera à peu près celle de l'impédance de la bobine mobile aux bornes de laquelle nous connectons le voltmètre de sortie (fig. 12-9).

A ce propos, rappelons ce que nous avons dit dans le chapitre consacré aux amplificateurs B.F. Lorsqu'on ignore l'impédance de la bobine mobile d'un haut-parleur, il existe un « truc » pour en déterminer rapidement l'ordre de grandeur. On mesure, à l'aide d'un ohmmètre la résistance de la bobine mobile et on multiplie le résultat obtenu par 1,25. Par exemple, si on trouve 3,3 Ω environ, l'impédance de la bobine mobile sera $Z_2 = 3{,}3 \times 1{,}25 = 4{,}12\ \Omega$ à peu près, soit 4 Ω en chiffre rond. Évidemment, il est nécessaire de disposer d'un ohmmètre mesurant, avec suffisamment de précision, des résistances de faible valeur.

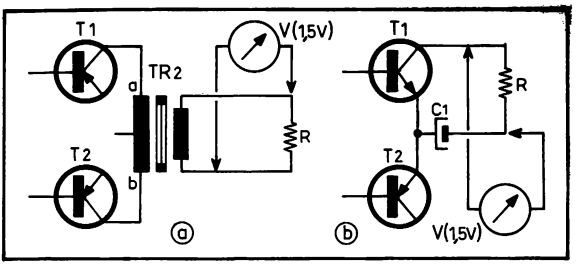


Fig. 12-9. — Mesure de la tension de sortie aux bornes d'une résistance.

Indicateur de sortie sur le primaire du transformateur

Le schéma de branchement classique, lorsqu'il s'agit d'un étage de sortie à un seul transistor en classe A, est celui de la figure 12-10 et on remarquera qu'il est nécessaire, dans ce cas, de prévoir un condensateur tel que C_1 pour arrêter la composante continue de la tension. Il n'est pas difficile de prévoir l'ordre de grandeur de la tension B.F. mesurée, qui correspondra à une puissance de sortie de 50 mW.

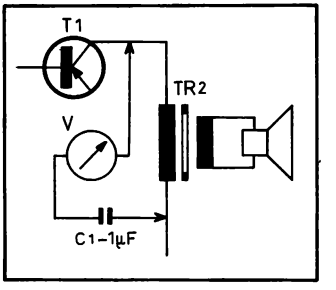


Fig. 12-10. — Mesure de la tension de sortie au primaire du transformateur.

En effet, d'une part nous avons la tension secondaire qui peut varier de 0,3 à 1 volt environ suivant l'impédance de la bobine mobile, et d'autre part nous avons le rapport n du transformateur TR_2 qui se situe entre 2,5 et 8 suivant le type des transistors et l'impédance du H.P. En d'autres termes, la tension B.F. mesurée au primaire variera, suivant le cas, entre $0,3 \times 2,5 = 0,75$ V et $1 \times 8 = 8$ V, pour une puissance de sortie de 50 mW.

S'il s'agit d'un push-pull, le voltmètre de sortie peut être connecté entre les deux collecteurs, c'est-à-dire entre les points *a* et *b* des figures 12-8 et 12-9. Le condensateur série devient inutile puisque nous n'avons pas de composante continue.

RÉGLAGE DES TRANSFORMATEURS F.I.

Valeurs courantes de la F.I.

Tous les récepteurs qu'un dépanneur pourrait avoir à aligner actuellement sont munis de transformateurs F.I. accordés sur des fréquences allant de 450 à 490 kHz.

Bien que la fréquence intermédiaire « standard » soit, en France, de 455 kHz depuis 1950 (avec « tolérance provisoire » de 480 kHz), on rencontre parfois des écarts par rapport à ces valeurs, surtout lorsqu'il s'agit d'appareils d'importation, américains, allemands, belges, japonais ou italiens.

C'est ainsi qu'on peut s'attendre à trouver des fréquences intermédiaires suivantes :

450 - 452 - 456 - 460 - 465 - 468 - 491 kHz

A noter que les fréquences de 456 et 465 kHz avaient, il y a quelque temps, la faveur des Américains, dont le standard actuel semble être de 455 kHz.

Les récepteurs allemands adoptent le plus souvent 460 kHz, 452, 465 ou 472 kHz.

Branchement du générateur H.F.

On connecte la sortie du générateur H.F. à la base du transistor changeur de fréquence (fig. 12-11), toujours (et obligatoirement) à travers l'intermédiaire de la figure 12-12, dont le condensateur peut avoir une valeur comprise entre 10 et 47 nF (non critique). Certains constructeurs recommandent d'effectuer le couplage à l'aide d'un diviseur de tension de la figure 12-13.

Si on a affaire à un amplificateur F.I. où on n'arrive pas à faire passer le signal à partir de la base du changeur de fréquence, on connectera la sortie du générateur H.F. successivement en A, puis en B (fig. 12-14).

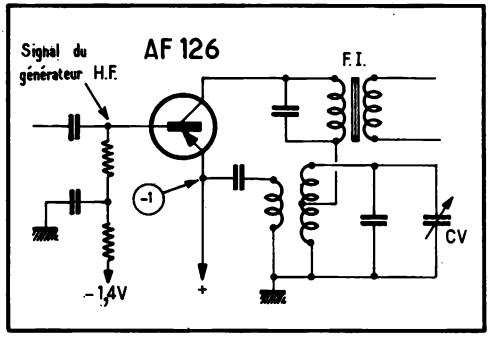


Fig. 12-11. — Branchement du générateur H.F. à la base du transistor changeur de fréquence pour les réglages en F.I.

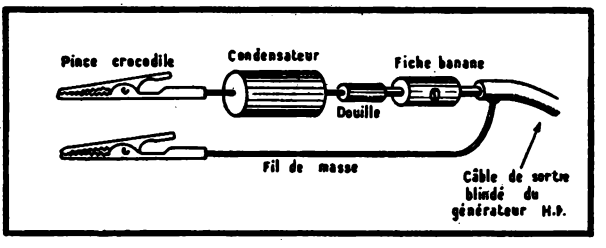


Fig. 12-12. — Arrangement de l'extrémité du câble de sortie du générateur H.F. pour les réglages F.I.

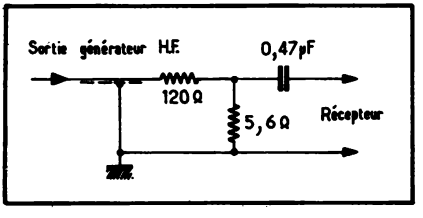


Fig. 12-13. — Circuit d'injection du signal lorsqu'on veut éviter la surcharge du premier transistor.

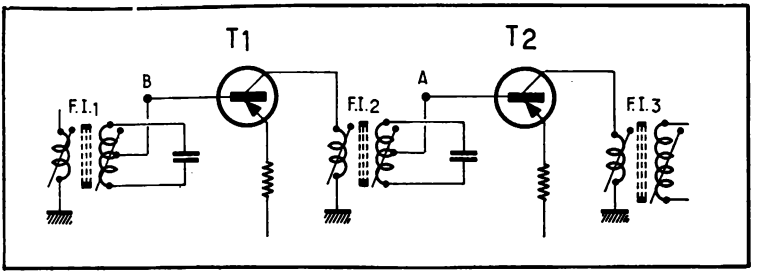


Fig. 12-14. — Structure habituelle d'un amplificateur F.I. à transistors.

Bien entendu, le générateur H.F. sera accordé sur la fréquence nécessaire, un voltmètre de sortie sera connecté suivant les indications données plus haut et l'atténuateur du générateur H.F. sera réglé de façon à travailler constamment avec un signal juste nécessaire pour avoir une déviation nettement lisible.

Pendant le réglage des transformateurs F.I., le récepteur sera commuté sur P.O. et son C.V. placé au minimum de capacité (l'aiguille du cadran sur 200 m), à moins d'une indication différente du constructeur.

On recommande parfois de court-circuiter l'oscillateur du récepteur pendant le réglage des transformateurs F.I. Théoriquement ce n'est pas à faire, car les caractéristiques du transistor convertisseur se trouvent modifiées en l'absence d'oscillation, et le premier transformateur F.I. ne fonctionne pas dans les conditions normales. Mais, pratiquement, la différence d'accord ou de sensibilité qui en résulte ne peut être décelée que par des mesures poussées, tandis que le fait de court-circuiter l'oscillateur élimine tous les battements parasites qui peuvent parfois dérouter un débutant et lui faire commettre de grossières erreurs.

Ordre des opérations lors d'un réglage des circuits F.I.

En règle générale, on commence par le transformateur F.I. qui précède le détecteur (FI3 de la figure 12-14). Le plus souvent, ce transformateur ne comporte qu'un seul réglage, celui du circuit de collecteur. On continue par le secondaire de FI2, puis par son primaire, le secondaire de FI1 et, enfin, par le primaire de ce dernier.

Pour chaque point de réglage, on recherche le maximum au voltmètre de sortie et on retouche l'atténuateur du générateur H.F. de façon à travailler toujours avec un signal correspondant à une puissance de sortie de l'ordre de 50 mW.

Très souvent, les transformateurs FI1 et FI2 ne comportent qu'un seul réglage, surtout lorsqu'il s'agit de petits récepteurs « simplifiés ». Bien entendu, cela ne change en rien l'ordre des réglages.

Remplacement des transformateurs F.I.

Lorsqu'on doit remplacer un transformateur F.I. défectueux, prévu pour 480 kHz, par exemple, on peut ne pas en avoir sous la main un autre, prévu pour cette fréquence.

Dans quelle mesure un transformateur F.I., établi à l'origine pour 455 kHz, peut-il s'adapter à la fréquence plus élevée, soit 480 kHz?

Théoriquement, ses caractéristiques vont se trouver modifiées, si nous nous contentons simplement de dévisser les noyaux, car le rapport L/C ne sera plus le même. En effet, le couplage étant proportionnel à ce rapport, le transformateur « réaccordé » sur 480 kHz verra son couplage diminuer puisque L, et par conséquent L/C, vont diminuer. Mais le couplage est également proportionnel à la fréquence qui, elle, sera plus élevée.

Donc, pratiquement, nous arriverons à un compromis tout à fait acceptable, à condition d'avoir une marge de variation de L suffisante pour réaliser le nouvel accord.

Si l'action du noyau seul ne nous permet pas d'y arriver, il faudra songer à diminuer très légèrement la valeur des capacités fixes en parallèle sur le ou les enroulements. L'ordre de grandeur de la diminution à prévoir découle des considérations suivantes :

La fréquence d'accord d'un circuit varie comme l'inverse de la racine carrée de sa capacité, ce qui veut dire que la capacité varie comme l'inverse du carré de la fréquence. Or, cette dernière, pour passer de 455 à 480 kHz, augmente dans le rapport 480/455 = 1,057, ce qui veut dire que la capacité doit diminuer (si on ne touche pas à L, bien entendu) dans le rapport $(1,057)^2 = 1,115$.

La capacité fixe d'accord d'un transformateur F.I. pour transistors est généralement comprise entre 510 pF et 1,8 nF. Si elle est de 1 nF, par exemple, il faut la ramener à 1/1,115 = 0,896 nF, soit 910 pF en valeur standard.

Il est toujours indiqué de régler les transformateurs F.I. sur une fréquence aussi rapprochée que possible de celle indiquée par le constructeur, mais il est évident qu'en effectuant ce réglage à l'aide d'un générateur H.F. nous ne pouvons guère prétendre à une précision meilleure que $\pm 0,5$ %, et encore à condition d'utiliser une gamme F.I. étalée.

Cela veut dire qu'en accordant les circuits F.I. sur 455 kHz nous avons, en réalité, une plage d'incertitude entre 452,73 et 457,27 kHz au moins. Disons tout de suite que, pratiquement, cela n'a aucune importance.

Il existe évidemment des « aligneurs » F.I. au quartz, garantissant facilement une précision de l'ordre de 1.10^{-4}, mais c'est un luxe dont un dépanneur peut facilement se passer.

ALIGNEMENT DES CIRCUITS D'ENTRÉE ET D'OSCILLATION

Comment brancher le générateur H.F.?

Le câble de sortie du générateur H.F. utilisé pour l'alignement sera branché aux prises « antenne » et « masse » du récepteur, à travers une antenne fictive autant que possible, comme nous l'avons indiqué dans la figure 8.

Un indicateur de sortie sera également prévu, constitué le plus souvent par un voltmètre branché sur le secondaire du transformateur de sortie.

Enfin, tout comme pour le réglage des transformateurs F.I., on travaillera avec un signal aussi faible que possible, de façon à avoir au voltmètre de sortie une déviation de quelque 0,3 à 1 volt, suivant l'impédance de la bobine mobile. Si cette déviation devient plus importante, on la réduit en manœuvrant l'atténuateur du générateur H.F. et non pas le potentiomètre de puissance, que l'on laissera constamment au maximum.

Un récepteur équipé d'une antenne-ferrite, ce qui est le cas général sauf lorsqu'il s'agit d'un récepteur auto, permet le réglage de l'inductance des bobines P.O. et G.O. par déplacement le long du bâtonnet en ferrite. L'alignement d'un récepteur muni d'un tel collecteur d'ondes se fera par couplage inductif du générateur H.F. avec l'antenne-

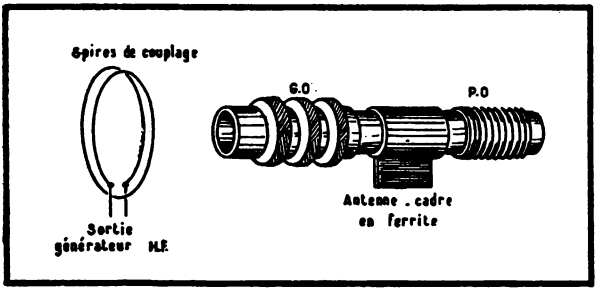


Fig. 12-15. — Couplage de la sortie d'un générateur H.F. à une antenne-ferrite.

ferrite. La bobine de couplage sera constituée par quelques spires de fil isolé et fixée à l'extrémité du câble de sortie du générateur H.F. Le diamètre de cette bobine de couplage sera de 20 à 30 mm (fig. 12-15).

Certains fabricants de générateurs H.F. (*Centrad*, par exemple) livrent des embouts spéciaux pour câble de sortie, permettant un couplage facile avec une antenne-ferrite.

Étant donné que ce genre d'antennes ne fonctionne le plus souvent qu'en P.O. et G.O., l'alignement en O.C. et B.E. se fera comme pour un récepteur normal, en connectant le générateur H.F. à la prise d'antenne, à travers une résistance de 200 à 400 ohms (antenne fictive O.C.).

Il faut bien comprendre que le déplacement des bobines sur le bâtonnet de ferrite équivaut au réglage des noyaux accord, P.O. ou G.O., que nous verrons plus loin. Mais il existe beaucoup de récepteurs prévus à la fois pour la réception sur antenne-ferrite et sur antenne extérieure quelconque. Dans ce cas, l'alignement en P.O. et G.O. se fera en deux temps : on commencera par régler les circuits de réception sur antenne extérieure, accord et oscillateur; on retouchera ensuite uniquement les bobines du bâtonnet de ferrite, sans rien modifier au réglage de l'oscillateur.

Comment reconnaître les différents ajustables?

Si la fonction de certains ajustables, trimmers et noyaux, nous reste inconnue après l'examen préliminaire des bobinages, nous allons pouvoir les repérer expérimentalement à l'aide du générateur H.F. Nous laisserons pour commencer de côté les trimmers des condensateurs variables, s'ils existent, car leur rôle se trouvera précisé à la suite de l'inventaire des autres ajustables.

Commençons par la gamme P.O., en accordant le générateur H.F. sur 1 500 kHz et le récepteur à aligner sur ce même signal. L'accord exact étant obtenu, nous allons retoucher, dans un sens ou dans l'autre, successivement tous les ajustables, noyaux ou trimmers, en observant l'aiguille du voltmètre de sortie. Le repérage de ces ajustables se fera en tenant compte des remarques suivantes :

a) Un ajustable n'appartenant pas à la gamme P.O. n'aura aucun effet sur la tension de sortie;

b) Un condensateur ajustable (trimmer) qui déplacera le signal sur le cadran (il faudra retoucher l'accord des C.V. pour le retrouver) sera le trimmer d'oscillateur;

c) Un condensateur ajustable qui agira sur la tension de sortie sans déplacer le signal sera le trimmer d'accord;

d) Un noyau qui déplacera le signal sur le cadran sera le noyau d'oscillateur;

e) Un noyau qui agira sur la tension de sortie sans déplacer le signal sera le noyau d'accord.

On répétera la même opération pour la gamme G.O., vers 250 à 300 kHz, puis pour la gamme O.C., vers 15 à 16 MHz. Il faut noter, cependant, qu'en O.C. les ajustables d'accord tendent assez souvent à déplacer légèrement le signal, mais cette action est beaucoup moins marquée que celle des ajustables d'oscillateur.

L'inventaire des différents ajustables, autres que ceux des C.V., étant terminé, nous y constaterons certains vides, que nous comblerons avec les trimmers des C.V.

Points d'alignement

Il est souhaitable d'effectuer l'alignement des circuits d'accord et d'oscillation d'un récepteur en des points, dits d'alignement, prévus par le constructeur, car c'est dans ces conditions seulement que les désaccords entre les points de concordance se réduisent au minimum (à condition, évidemment, que les bobinages soient correctement calculés et réalisés).

On trouvera dans le tableau 12-3 le résumé des points d'alignement utilisés généralement en France, mais il faut noter que certains constructeurs importants ne se sont jamais soumis à ces dispositions et ont utilisé, suivant les périodes, des « standards » légèrement différents.

Le point milieu ne sert que pour la vérification de la concordance, obtenue si l'alignement a été correctement réalisé.

A titre d'indication, signalons que les constructeurs allemands emploient souvent les points 200 et 160 kHz en G.O., 1 500 et 590 kHz en P.O. et 6,1 MHz pour la gamme O.C. étalée. Mais on voit également des fréquences telles que 555 kHz en P.O., 155 kHz en G.O. et 6 MHz en O.C.

D'une façon générale, lorsqu'on se trouve dans l'ignorance des points d'alignement préconisés par le constructeur, on effectuera l'opération sur les fréquences du standard français actuel, même s'il s'agit d'un récepteur relativement ancien. Les écarts éventuels resteront toujours pratiquement négligeables.

Marche à suivre en P.O. et G.O.

Lorsque les différents ajustables sont repérés, nous allons commencer l'alignement par la gamme qui fait intervenir les trimmers des C.V. (lorsque ces derniers existent). Le plus souvent il s'agit de la gamme P.O., auquel cas l'ordre des opérations sera le suivant :

1. Commuter le récepteur sur P.O. et placer l'aiguille de son cadran sur le repère correspondant à 1 400 kHz (214,2 m);

2. Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 1 400 kHz;

3. Régler le trimmer oscillateur P.O. (souvent c'est celui du C.V. correspondant) pour obtenir le maximum à la sortie;

4. Régler le trimmer accord P.O. pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie;

5. Toujours en P.O., placer l'aiguille du cadran sur le repère correspondant à 574 kHz (522,6 m);

6. Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 547 kHz;

7. Régler le noyau oscillateur P.O. pour obtenir le maximum à la sortie;

8. Régler le noyau accord P.O. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie;

9. Revenir sur le point 1 400 kHz et répéter les opérations 1, 2, 3 et 4, car la manœuvre du noyau oscillateur dérègle un peu ce que nous avons fait sur 1 400 kHz;

10. Revenir sur le point 574 kHz et répéter les opérations 5, 6, 7 et 8;

11. Vérifier que la concordance est obtenue vers le milieu de la gamme (1 000 à 900 kHz) entre la fréquence du signal reçu et le repère du cadran.

Tableau 12-3

Points d'alignement le plus souvent utilisés en France

Gammes	Point haut (trimmer)	Point milieu	Point bas (noyau)
G.O.	265 kHz (1 132 m)	205 kHz (1 453 m)	163 kHz (1 840m)
P.O.	1 400 kHz (214,2 m)	904 kHz (332 m)	574 kHz (522,6m)
O.C.	16 MHz (18,75 m)		6,5 MHz (46,1 m)

Remarque. — Il n'y a aucun inconvénient à intervertir l'ordre des réglages et effectuer d'abord les opérations 5, 6, 7 et 8, puis les opérations 1, 2, 3 et 4. Plusieurs constructeurs importants préconisent cet ordre dans leurs notices;

12. Commuter le récepteur sur G.O. et placer l'aiguille du cadran sur le repère correspondant à :

263 kHz (1 140 m) si le récepteur comporte des trimmers G.O.;

163 kHz (1 840 m) si le récepteur ne comporte que les noyaux G.O.;

13. Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 263 kHz;

14. Régler le trimmer oscillateur G.O. pour obtenir le maximum à la sortie;

15. Régler le trimmer accord G.O. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie;

16. Placer l'aiguille du cadran sur 163 kHz (1 840 m) et accorder le générateur H.F. sur cette fréquence;

17. Régler le noyau oscillateur G.O. pour obtenir le maximum à la sortie;

18. Régler le noyau accord G.O. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie;

19. S'il existe des trimmers G.O., répéter autant de fois qu'il est nécessaire les opérations 13, 14 et 15, puis 16, 17 et 18, puis de nouveau 13, 14 et 15, etc., jusqu'à obtenir la concordance et le maximum de sensibilité simultanément aux points 263 et 163 kHz;

20. Vérifier que la concordance est obtenue vers le milieu de la gamme (200 à 205 kHz) entre la fréquence du signal reçu et le repère du cadran.

Remarque. — L'absence des trimmers ajustables en G.O. est chose fréquente, surtout, lorsqu'il s'agit de blocs de dimensions réduites. Il en résulte, dans ce cas, que seules les opérations 16, 17 et 18 sont alors à effectuer avec, ensuite, une simple vérification de concordance sur 263 et 205 kHz.

A noter également que certains constructeurs prévoient en seul réglage en G.O., de noyaux ou de trimmers suivant le cas, sur 200 ou 205 kHz. Bien entendu, lorsque la gamme G.O. comporte, simultanément, des trimmers et des noyaux ajustables, l'ordre des réglages peut être interverti, comme nous l'avons indiqué pour la gamme P.O. : on commence par le point 163 kHz et on continue par le point 263 kHz.

Marche à suivre en O.C.

En ondes courtes les opérations à effectuer diffèrent suivant qu'il s'agit d'une seule gamme O.C. normale (6 à 18 MHz enivron) ou d'une gamme O.C. complétée par une bande étalée dite de 49 m. De plus, il est très important de savoir si la réception se fait en battement supérieur ou inférieur, autrement dit si la fréquence de l'oscillateur est supérieure ou inférieure à celle du circuit d'entrée.

A défaut de précisions fournies éventuellement par la documentation du constructeur, on peut, dans une certaine mesure, se rendre compte du battement utilisé au moment de l'alignement.

Récepteurs possédant seulement la gamme O.C. normale

Si nous ne connaissons pas le battement choisi pour le changement de fréquence, nous procéderons à quelques essais préliminaires qui se feront dans l'ordre suivant :

1. Accorder le générateur H.F. sur 6 MHz et rechercher, avec le récepteur, la résonance sur cette fréquence autour du repère correspondant (50 m) du cadran, après s'être assuré que le noyau oscillateur O.C. se trouve dans une position moyenne, ni trop vissé, ni trop dévissé;

2. Si, dans ces conditions, nous trouvons un seul point de résonance, vers 6 MHz, nous en concluons que le récepteur fonctionne par battement supérieur. En effet, dans

ce cas, la fréquence f_o de l'oscillateur est supérieure à la fréquence f_a du signal et nous avons $f_o - f_a = 0{,}455$ MHz (valeur de la F.I.). En particulier, lorsque le récepteur est accordé sur 6 MHz, la fréquence de l'oscillateur est $f_o = 6{,}455$ MHz.

Si nous désaccordons le récepteur vers les fréquences supérieures, le signal fourni par le générateur H.F. restant fixé à 6 MHz, la fréquence de l'oscillateur va augmenter constamment, et la différence $f_o - 6$ MHz ne pourra jamais être égale à la F.I.;

3. Pour confirmer ce premier « diagnostic », nous faisons l'opération inverse : laissant le récepteur accordé sur 6 MHz nous décalons l'accord du générateur H.F. Nous devons alors trouver un deuxième point de résonance, vers 6,91 MHz, si le récepteur fonctionne par battement supérieur;

4. Bien entendu, si le récepteur fonctionne par battement inférieur ($f_o < f_a$), nous trouverons, en effectuant les mêmes essais, deux points de résonance (6 MHz et 6,91 MHz) en décalant l'accord du récepteur, et un seul point (6 MHz) en décalant l'accord du générateur H.F.

Le battement adopté pour le changement de fréquence étant déterminé, l'alignement de la gamme O.C. ne diffère en rien de celui des gammes P.O. et G.O. Nous aurons à effectuer, successivement, les opérations suivantes :

1. Commuter le récepteur sur O.C. et placer l'aiguille de son cadran sur le repère correspondant à 6,5 MHz (46,1 m);

2. Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 6,5 MHz;

3. Régler le noyau oscillateur O.C. pour obtenir le maximum à la sortie. Si la manœuvre du noyau oscillateur O.C. nous permet d'obtenir deux points de résonance, il convient d'adopter :

— le point qui correspond à l'inductance maximale (noyau le plus « engagé »), si la réception se fait par battement inférieur;

— le point qui correspond à l'inductance minimale (noyau le plus « dégagé ») si la réception se fait par battement supérieur;

4. Régler le noyau accord O.C. (s'il existe), pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie;

5. Toujours en O.C., placer l'aiguille du cadran sur le repère correspondant à 16 MHz (18,75 m);

6. Accorder le générateur H.F. sur la fréquence 16 MHz;

7. Régler le trimmer oscillateur O.C. pour obtenir le maximum à la sortie. Si la manœuvre du trimmer oscillateur O.C. nous permet d'obtenir deux points de résonance, il convient d'adopter :

le point qui correspond au maximum de capacité, si la réception se fait par battement inférieur;

le point qui correspond au minimum de capacité, si la réception se fait par battement supérieur;

8. Régler le trimmer accord O.C. (s'il existe) pour augmenter encore, si possible, la tension de sortie;

9. Vérifier que la concordance est obtenue vers le milieu de la gamme (vers 10 MHz) entre la fréquence du signal reçu et le repère du cadran.

Remarque. — Dans beaucoup de récepteurs, aucun réglage n'est prévu pour la gamme O.C. Dans d'autres, il existe seulement des noyaux O.C. ou seulement des trimmers. L'ordre et le nombre des opérations ci-dessus seront évidemment modifiés en conséquence.

Récepteurs possédant une gamme O.C. normale et une bande O.C. étalée

A noter que dans la plupart de ces récepteurs le changement de fréquence fonctionne par battement supérieur. Cependant, on rencontre des récepteurs où la gamme O.C.

normale est prévue pour le battement supérieur, tandis que la bande O.C. étalée (49 m) l'est pour le battement inférieur.

Dans tous les cas, pour l'alignement, deux variantes peuvent se présenter :

Réglage par noyaux ajustables seulement. — L'alignement se fera alors sur la position « bande étalée » (B.E.) seulement, et sur 6,1 MHz (49,2 m) au lieu de 6,5 MHz. On effectuera donc les opérations 2, 3 et 4 indiquées pour la gamme O.C. normale.

Réglage par noyaux et trimmers ajustables. — Les noyaux seront réglés, comme ci-dessus, dans la position B.E. et sur 6,1 MHz, tandis que les trimmers le seront sur la position O.C. normale et sur 16 MHz, en effectuant les opérations 5, 6, 7 et 8 indiquées pour la gamme O.C. normale.

A signaler également qu'il existe des récepteurs comportant une bande O.C. étalée, dans lesquels l'alignement se fait uniquement sur la gamme O.C. normale, par noyaux, sur 6,5 MHz.

Récepteurs à plusieurs gammes ou bandes étalées O.C.

Ce genre de récepteurs n'est pas « réglementé » et toute liberté est laissée aux constructeurs en ce qui concerne le battement utilisé et les points d'alignement. Nous pouvons rencontrer deux gammes O.C. semi-étalées, dont l'une fonctionne par battement supérieur et l'autre par battement inférieur. Nous pouvons également nous heurter à des récepteurs comportant une gamme O.C. normale et deux bandes étalées, dans lesquelles le battement supérieur est utilisé pour la gamme O.C. et le battement inférieur pour les deux bandes étalées. Le cas où toutes les gammes et bandes étalées O.C. sont prévues pour le battement supérieur est également fréquent.

Compte tenu de la variété des modèles, il est impossible de donner une méthode d'alignement standard pour ces différents cas, et nous devons nous contenter de quelques indications générales.

Récepteurs à deux gammes O.C. semi-étalées. — Les points d'alignement sont :

O.C.1 (22,85 à 11,4 MHz). — Réglage des noyaux sur 12,5 MHz (24 m); réglage des trimmers sur 21 MHz (14,3 m);

O.C.2 (11,5 à 5,9 MHz). — Réglage des noyaux sur 6,5 MHz (46,1 m); réglage des trimmers sur 10,5 MHz (28,6 m).

Récepteurs à une gamme O.C. normale et deux bandes étalées. — Dans cette catégorie, il existe des appareils où aucun réglage n'est prévu pour les deux bandes étalées, et où l'alignement se fait uniquement en O.C., comme indiqué plus haut, sur 6,5 MHz (noyaux) et sur 16 MHz (trimmers).

Il existe également des récepteurs dont la gamme O.C. se règle normalement et dont les deux bandes étalées s'ajustent par trimmers :

B.E.1 (12,2 à 8,6 MHz) sur 11,8 MHz (25,4 m)
B.E.2 (5,85 à 6,5 MHz) sur 6,1 MHz (49,2 m)

Enfin, on peut rencontrer des récepteurs où le seul réglage à effectuer consiste à régler les noyaux O.C. en position B.E.2, sur 6,1 MHz.

Récepteurs à plusieurs gammes ou bandes étalées. — Lorsqu'on se trouve en présence d'appareils dont les bandes ou gammes O.C. ne sont pas prévues par les différents standards, le mieux consiste à adopter, après repérage des différents ajustables, des points d'alignement situés à 5 à 6 % environ des extrémités de chaque gamme, s'il s'agit de gammes O.C. normales ou semi-étalées.

Par exemple, si nous avons une gamme 23 à 14 MHz, nous ferons l'alignement sur $23 - 23.0{,}06 = 21{,}62$ MHz et sur $14 + 14.0{,}06 = 14{,}84$ MHz.

Les bandes étalées, par contre, seront réglées sur une fréquence correspondant à leur milieu.

Récepteurs avec étage H.F.

Lorsqu'un récepteur comporte un étage H.F. dit « apériodique », sans circuit accordé dans la liaison entre l'amplificateur H.F. et le changeur de fréquence, son alignement ne diffère en rien de celui d'un récepteur normal, puisqu'il n'existe aucun élément ajustable supplémentaire et que le condensateur variable est toujours à deux éléments.

Par contre, si l'étage H.F. est du type dit « accordé », nous pouvons avoir, suivant le cas, autant de noyaux en plus qu'il y a de gammes ou autant de noyaux et de trimmers en plus. Le réglage de ces noyaux et, éventuellement, de ces trimmers, se fera exactement comme celui des éléments d'accord correspondants.

Par exemple, en P.O. et sur le point 1 400, nous réglerons le trimmer oscillateur P.O., puis le trimmer H.F. et enfin, le trimmer d'accord.

Réglage des filtres et réjecteurs F.I.

Certains récepteurs possèdent un filtre dit F.I., afin d'éliminer l'action des émetteurs pouvant agir directement sur les circuits F.I. (certains émetteurs de trafic maritime et aérien). On rencontre deux types de filtres : série (fig. 12-16*a*) et « bouchon » (fig. 12-16*b*).

Le but de ces filtres étant le même dans les deux cas, leur réglage se fait de la même façon :

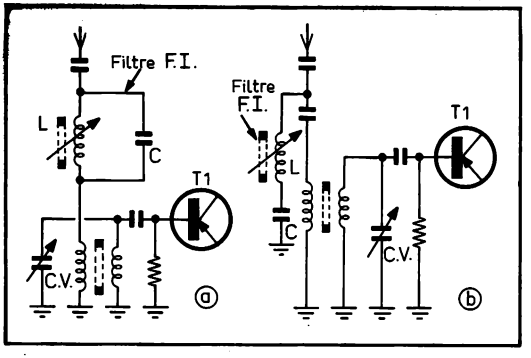


Fig. 12-16. — Deux dispositions possibles pour un filtre F.I. placé à l'entrée d'un récepteur : circuit bouchon (a) et circuit série (b).

1. Connecter le générateur H.F. à l'entrée antenne-masse à travers une antenne fictive normale;

2. Connecter un voltmètre de sortie suivant les indications données plus haut;

3. Accorder le générateur H.F. sur la valeur de la F.I. du récepteur;

4. Commuter le récepteur en P.O. et mettre l'aiguille de son cadran sur 1 500-1 600 kHz (200-187 m);

5. Régler le noyau de la bobine L du filtre de façon à obtenir le minimum au voltmètre de sortie.

Il est évident qu'un tel filtre ne doit être réglé qu'après les transformateurs F.I.

Il faut noter que des filtres F.I. de ce type n'existent pratiquement jamais sur les récepteurs portables et n'équipent que certains récepteurs plus « étudiés » : chaînes Hi-Fi, récepteurs prévus pour fonctionner surtout sur une antenne extérieure, etc.

ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS FM

Réglage des transformateurs F.I. sans oscilloscope

Pour cette opération il est nécessaire d'utiliser un générateur H.F. suffisamment précis, pouvant délivrer des fréquences de l'ordre de 10,7 MHz, pour le réglage des circuits F.I., et aussi des fréquences de 80 à 100 MHz pour celui, ultérieur, des circuits H.F. et d'oscillation.

Il nous faut également un contrôleur universel, suffisamment résistant (au moins 10 kΩ par volt) ou, mieux, un voltmètre électronique.

Nous supposons que la structure de l'amplificateur F.I. que nous avons à régler est normale (2 étages) et qu'il se termine par un détecteur de rapport dit symétrique: L'ensemble est schématisé par la figure 12-17. Parmi les méthodes de réglage préconisées par les différents constructeurs, méthodes qui diffèrent fort peu et qui aboutissent à des résultats pratiquement équivalents, nous en avons choisi un, décrit ci-après.

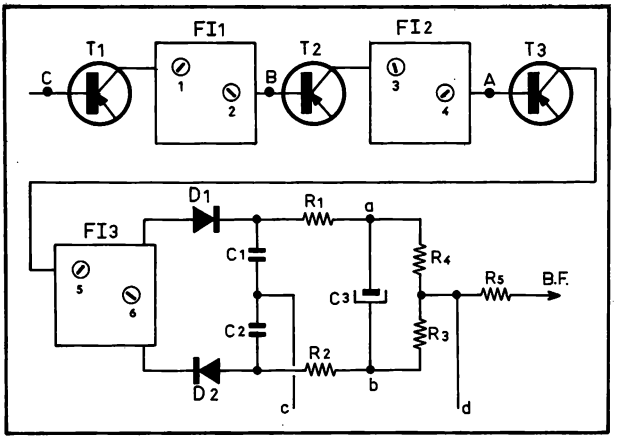


Fig. 12-17. — Schéma simplifié d'un amplificateur F.I. (FM) classique avec son détecteur de rapport

Marche à suivre

Les différentes opérations se feront dans l'ordre suivant :

1. Le voltmètre électronique, commuté sur la sensibilité 7,5 ou 10 V (en continu) sera connecté entre les points *a* et *b* c'est-à-dire aux bornes du condensateur C_3, avec la même polarité que ce dernier;

2. La sortie du générateur H.F. sera réunie, à travers un condensateur de 10 à 47 nF, à la base du dernier transistor F.I., c'est-à-dire au point A;

3. Le générateur H.F. sera accordé sur la fréquence adoptée pour les circuits F.I. du récepteur aligné : 10,7 MHz dans la plupart des cas;

4. S'il existe une possibilité d'apprécier la tension appliquée au point A, cette tension sera ajustée à quelque 10 à 20 mV;

5. La tension H.F. ainsi appliquée sera pure (non modulée);

6. Régler alors le primaire et le secondaire du transformateur FI3 de façon à avoir le maximum de déviation au voltmètre indicateur de sortie;

7. Connecter le voltmètre électronique, toujours sur la sensibilité 7,5 ou 10 V (en continu), entre les points *c* et *d* (fig. 12-17);

8. Régler le secondaire de FI3 de façon à annuler toute déviation du voltmètre. Cette opération est délicate et demande beaucoup d'attention, car nous pouvons fort bien avoir deux points d'annulation. Il ne s'agit pas, comme on pourrait le croire, d'un minimum, mais bien d'un passage par zéro, entre une déviation négative et une déviation positive. Si l'on se heurte à deux points d'annulation, on adoptera en principe celui qui se trouve entre les deux plus fortes déviations;

9. Connecter de nouveau le voltmètre électronique comme en (1) et retoucher le primaire du FI3 en recherchant un maximum de déviation au voltmètre;

10. Transporter le câble de sortie du générateur H.F. à la base du transistor T_2 (point B) et ajuster la tension de sortie du générateur à quelque 1-2 mV (si on en a la possibilité);

11. Régler le secondaire (4), puis le primaire (3) de FI2 de façon à avoir un maximum de déviation au voltmètre;

12. Connecter ensuite la sortie du générateur H.F. à la base du transistor T_1 (point C) et appliquer un signal, toujours *non modulé*, sur 10,7 MHz (ou toute autre fréquence intermédiaire), en ajustant la tension injectée à quelque 50 µV;

13. Régler au maximum de déviation du voltmètre, d'abord le secondaire (2), puis le primaire (1);

14. Si le récepteur comporte quatre étages amplificateurs F.I., cas assez fréquent, transporter la sortie du générateur sur la base du transistor mélangeur du tuner FM ou même à la prise d'antenne, et régler les circuits F.I. correspondants de la même façon que les autres.

Quelques chiffres

Voici, à titre d'indication, quelques chiffres relevés sur deux récepteurs différents. Dans les deux cas on a utilisé le générateur H.F. *Centrad* type 923.

Dans le premier cas, au lieu d'utiliser un voltmètre en tant qu'indicateur de sortie, on a fait appel à un microampèremètre de 75 µA, branché exactement de la même façon. On a commencé par le réglage du détecteur de rapport, c'est-à-dire la recherche de la déviation nulle à l'aide du noyau secondaire du FI3, l'appareil de mesure étant branché entre *c* et *d*. Le noyau secondaire étant complètement enfoncé, une déviation de -5 µA a été observée.

En dévissant progressivement ce noyau on obtient un premier point de courant nul, après quoi, toujours en continuant à dévisser, on voit le courant s'inverser, monter jusqu'à $+$ 10 µA, diminuer de nouveau, repasser par un second point « zéro », s'inverser encore une fois, monter jusqu'à -27 µA et diminuer progressivement jusqu'à -10 µA environ, lorsque le noyau est presque complètement sorti.

En représentant tout cela par un graphique, tout à fait arbitraire, on obtient quelque chose dans le genre de la figure 12-18. Le point « zéro » correct est le point A_2.

Précisons que pour cette opération le câble de sortie du générateur *Centrad* a été connecté en A de la figure 12-17, et que la tension de sortie a été réglée au maximum.

Dans le second cas on a utilisé, en tant qu'indicateur de sortie, un contrôleur universel sur la sensibilité 7,5 V en continu et la résistance propre de 20 kΩ/V. Le récepteur aligné était monté avec des transformateurs F.I. différents du premier cas et le schéma, bien que ressemblant dans les grandes lignes, comportait des différences de détail assez sensibles.

On a également commencé par le réglage du détecteur de rapport, et observé le noyau secondaire étant complètement enfoncé, une tension positive de $+0,3$ V. En dévissant progressivement ce noyau, on constatait que cette tension augmentait et atteignait $+0,65$ V environ, diminuait ensuite, s'annulait, devenait négative jusqu'à $-0,5$ V, augmentait de nouveau et se stabilisait vers $-0,2$ V pour le noyau complètement dévissé. On n'a donc ici qu'un seul point de réglage possible : A de la figure 12-19.

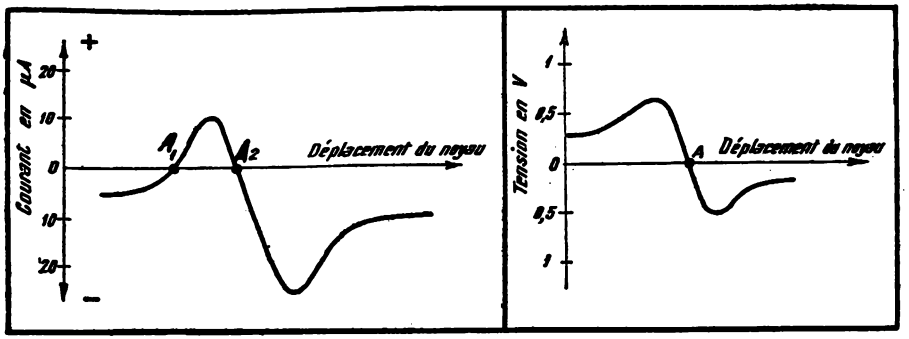


Fig. 12-18 *(à gauche).* — **Variations du courant lors d'un réglage du secondaire attaquant le détecteur de rapport**

Fig. 12-19 *(à droite).* — **Un autre exemple de variation de tension lors d'un réglage du détecteur de rapport.**

Réglage des transformateurs F.I. à l'oscilloscope

Il est évident que le réglage réalisé à l'aide d'un vobulateur et d'un oscilloscope (ou d'un vobuloscope, combinaison des deux) conduit à des résultats supérieurs, surtout parce que dans ces cas, on voit la courbe et on se rend compte si elle est normalement symétrique ou si elle présente des « accidents », dénotant telle ou telle anomalie.

Il faut se rappeler tout d'abord que s'il s'agit d'un appareil mixte AM/FM, le réglage des circuits F.I. en FM doit être effectué *avant* celui en AM. De plus, si par suite d'un remplacement de transistors ou de bobinages un réglage complet s'avère nécessaire, il faut réajuster les circuits de neutralisation FM en procédant au réglage en F.I. sur 10,7 MHz.

Nous allons prendre, en tant qu'exemple d'application, le montage de la figure 12-20, qui représente le schéma simplifié d'un récepteur mixte à transistors, de structure assez courante. L'appareillage nécessaire pour effectuer ce travail comprendra un générateur H.F. pouvant être modulé en amplitude ou en fréquence, un oscilloscope et un voltmètre électronique. Les opérations se feront dans l'ordre suivant :

1. Connecter la sortie du vobulateur (générateur H.F.) modulé en fréquence au point *a*, à travers une sonde dont la figure 12-21*a* nous montre le schéma;

2. Connecter l'entrée verticale de l'oscilloscope en *b*, à travers une sonde détectrice. Si l'oscilloscope que l'on utilise ne possède pas une telle sonde, on peut la réaliser en s'inspirant de la figure 12-21*b*;

3. Désaccorder complètement les deux circuits, L_1 et L_2 du tranformateur F.I. d'entrée, pour n'être pas gêné par le souffle en provenance du bloc FM;

4. Désaccorder complètement le circuit L_3, puis régler L_4 au maximum d'amplitude et pour avoir une courbe aussi symétrique que possible. Il est très important de faire ce réglage exactement sur 10,7 MHz et pour le contrôler on peut faire appel à un générateur H.F. quelconque (non modulé), que l'on accordera exactement sur 10,7 MHz et que l'on connectera au point *c* (base T_4) à travers une capacité de quelque 10 pF. Le « pip » qui en résultera sur la courbe de résonance devra se placer exactement au milieu de cette dernière. On obtiendra un oscillogramme ayant l'aspect *a* de la figure 12-22;

5. Connecter la sortie du vobulateur en *c* et réduire éventuellement l'amplitude du signal par l'atténuateur;

6. Régler les circuits L_5 et L_6 au maximum, afin d'obtenir un oscillogramme comme celui de la figure 12-22*b*;

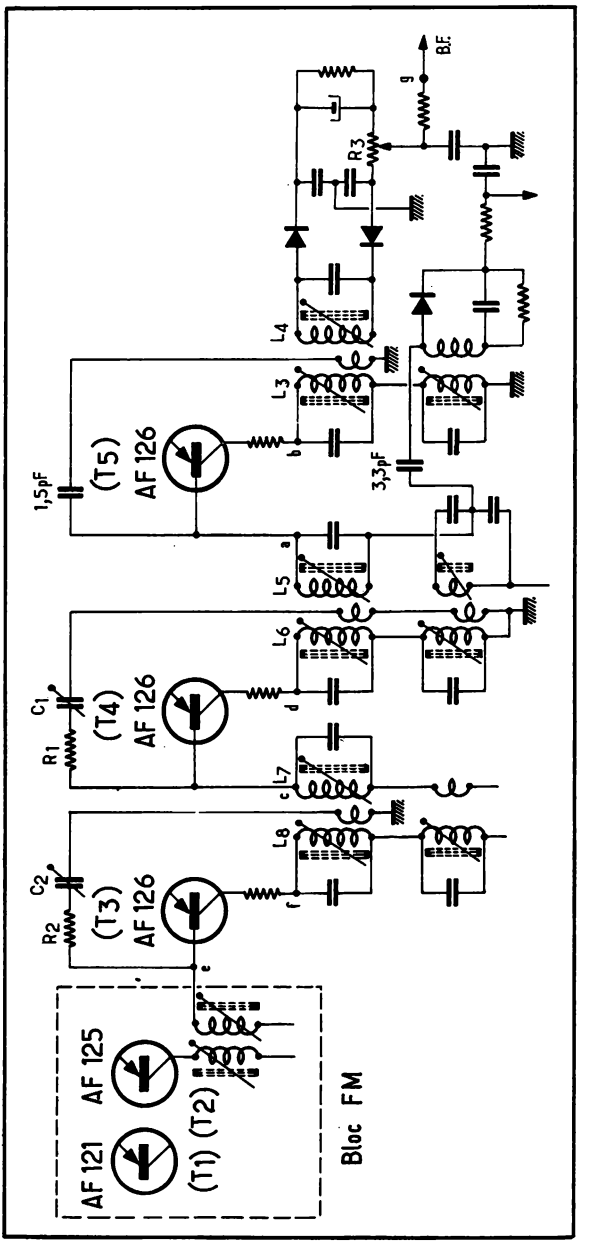


Fig. 12-20. — Schéma simplifié d'un amplificateur F.I. mixte AM/FM.

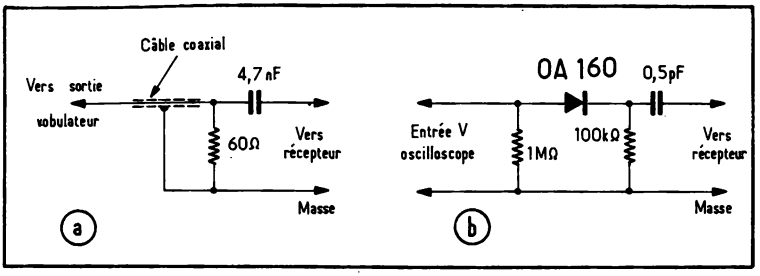


Fig. 12-21. — Constitution des sondes pour l'alignement à l'oscilloscope.

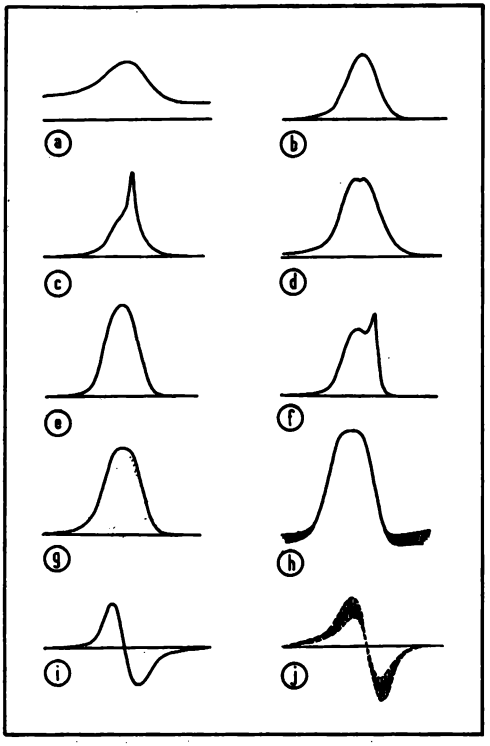


Fig. 12-22. — Différents oscillogrammes que l'on peut observer en cours d'alignement.

7. Régler le circuit de neutralisation R_1-C_1 de l'étage T_4. Pour cela, connecter le vobulateur au point *d* (collecteur T_4), à travers une très faible capacité, de l'ordre de 1 pF;

8. Retoucher à plusieurs reprises le noyau L_7 autour de la résonance (10,7 MHz) jusqu'à ce que le déréglage de C_1 soit pratiquement sans effet. Pratiquement, cette opération doit être conduite de la façon suivante : on règle C_1 de façon qu'il n'y ait aucun accrochage; ensuite on retouche L_7 et on s'assure que son action ne modifie pratiquement pas la courbe de réponse. Si tel n'est pas le cas, on décale très légèrement l'accord de C_1 et on retouche encore L_7. Si cette retouche agit encore plus sur la forme de la courbe, il est nécessaire de décaler C_1 dans l'autre sens. L'oscillogramme *c* de la figure 12-22 montre une courbe résultant d'un réglage incorrect de C_1, tandis que *d* représente une courbe normale;

9. Connecter le vobulateur à la base de T_3 (point *e*), à travers une très faible capacité et en réduisant le signal injecté par l'atténuateur du vobulateur. Régler au maximum L_7 et L_8 pour obtenir une courbe telle que *e* de la figure 12-22;

10. Régler le circuit de neutralisation R_2-C_2. Pour cela, connecter le vobulateur en *f* et agir sur C_2 de façon que le désaccord du circuit L_2 ne réagisse pas sur l'allure de la courbe de réponse, comme cela a été fait pour C_1 et le circuit L_7. Si le réglage de C_2 est mal fait, on pourrait avoir une courbe telle que *f* de la figure 12-22 au lieu de la courbe normale *g*;

11. Transporter la sortie du vobulateur dans le voisinage de la base du transistor T_2 et réaliser un couplage très lâche, Régler L_1 et L_2 au maximum, de façon à obtenir une courbe telle que *h* de la figure 12-22;

12. Pour le réglage du détecteur de rapport, remplacer la sonde détectrice de l'oscilloscope par un câble de liaison de 30 Ω et le connecter en *g*. La sortie du vobulateur est connectée en *a*. Régler alors le circuit L_3 pour obtenir la meilleure linéarité possible de la courbe en S, dans la plage de ± 75 kHz autour du point zéro. Si le signal délivré par le vobulateur est insuffisant, connecter sa sortie en *c*. La courbe que l'on devra chercher à obtenir est représentée en *i*;

13. Moduler en amplitude l'onde fournie par le vobulateur par une fréquence de quelque 4 kHz (à 60-70 %) et ajuster R_3 pour réduire au minimum la modulation d'amplitude. Au besoin, retoucher très légèrement le circuit L_4. On doit obtenir une courbe telle que *j* de la figure 12-22.

Quelques oscillogrammes

Les oscillogrammes ci-après, photographiés au cours d'opérations d'alignement, montrent ce qui est bon et ce qui l'est moins. Nous avons utilisé pour ce travail le vobuloscope *Métrix* type 231, prévu surtout pour le réglage des téléviseurs, mais dont les possibilités en FM sont également très intéressantes. Celui dont nous disposions n'avait pas de marquage prévu pour les fréquences utilisées en FM.

La photo de la figure 12-23 montre la courbe normale obtenue à la suite du réglage suivant le processus indiqué plus haut. Le récepteur sur lequel cette courbe a été relevée était analogue, en tant que schéma, à celui de la figure 12-17. L'atténuateur H.F. du vobuloscope 231 se trouvait placé sur −50 dB et l'excursion était réglée à 0,5 MHz, ce qui explique une certaine largeur de la courbe.

La photo de la figure 12-24 montre la déformation de la courbe ci-dessus à la suite d'un déréglage du noyau secondaire du FI3 tandis que la figure 12-25 correspond à un déréglage en sens contraire.

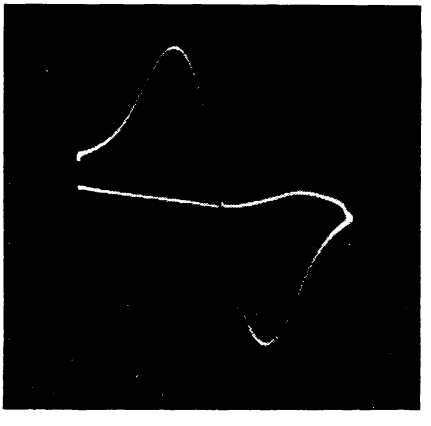


Fig. 12-23. — Aspect de la courbe de réglage correcte d'un détecteur de rapport.

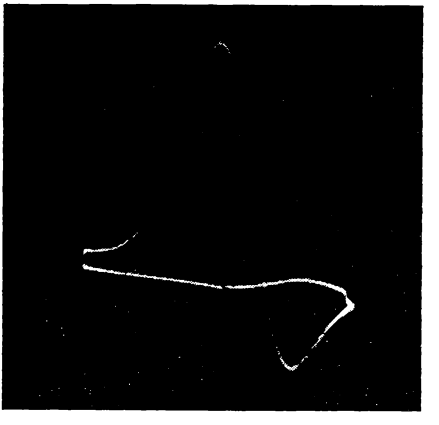


Fig. 12-24. — Courbe résultant d'un mauvais réglage.

La photo de la figure 12-26 montre ce qui a été obtenu à la suite d'un alignement sans oscilloscope, par le procédé décrit plus haut. Ce n'est pas si mal que cela, et une retouche infime du noyau secondaire permet de rétablir une symétrie sans défaut.

Voici une courbe de réponse (fig. 12-27) d'un amplificateur F.I. très certainement anormal étant donné l'asymétrie de la courbe. Le récepteur affligé de cette courbe fonctionnait pourtant fort bien, avec cependant un accrochage vers 88-87 MHz.

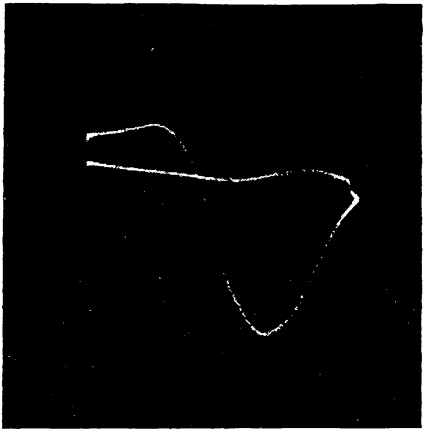


Fig. 12-25. — Une autre courbe résultant d'un mauvais réglage.

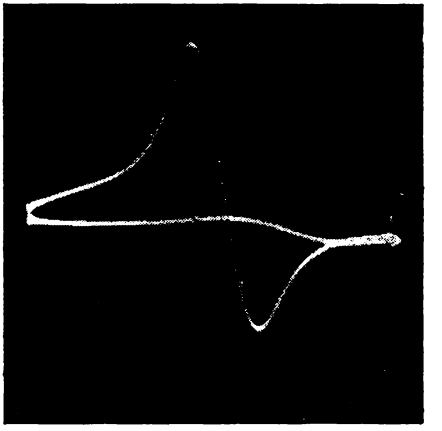


Fig. 12-26. — Courbe observée à la suite d'un réglage sans vobuloscope.

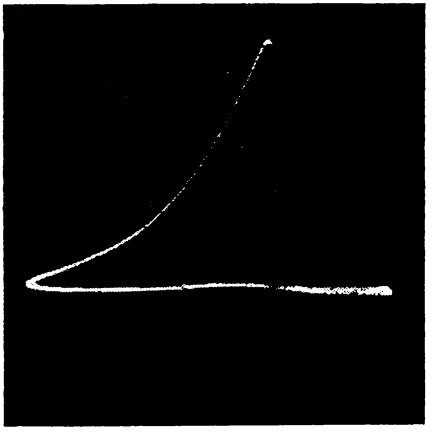


Fig. 12-27. — Courbe de réponse globale incorrecte : manque de symétrie.

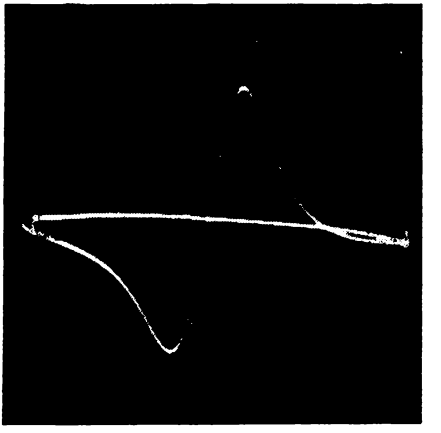


Fig. 12-28. — Courbe de réponse correcte du dernier étage F.I.

Sur cette photo (fig. 12-28) on voit une courbe relevée sur un autre récepteur. Le vobuloscope a été connecté à la base du deuxième amplificateur, avec son atténuateur placé sur −20 dB et son excursion réglée sur 2 MHz. En attaquant la base du premier F.I., avec la même excursion, mais l'atténuateur sur −50 db, on obtient la courbe de la figure 12-29.

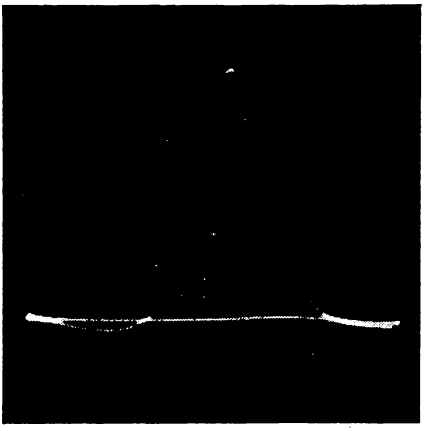


Fig. 12-29. — Courbe de réponse correcte des deux étages F.I.

Couplage générateur H.F.-tuner FM

Les blocs FM que l'on trouve en France sont souvent prévus pour une entrée à 300 Ω. Or, la plupart des générateurs H.F. vendus actuellement ont une impédance de sortie de 75 Ω, et leur cordon est constitué par un câble coaxial de cette caractéristique. Le générateur H.F. *Centrad* 923, que nous avons utilisé, possède un adaptateur 75/300 que l'on peut fixer à l'extrémité du câble de sortie, mais on n'a pas toujours sous la main un tel adaptateur. On peut facilement en monter un suivant le schéma de la figure 12-30.

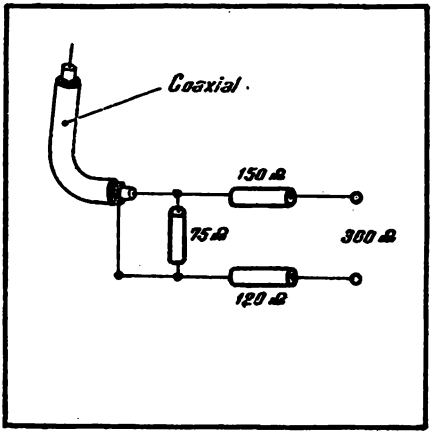


Fig. 12-30. — Réalisation d'une adaptation 75/300 Ω.

Réglage du tuner FM

Les blocs FM dont il a été question plus haut sont généralement livrés réglés et tout ce que nous pouvons avoir à faire, ce sont des retouches peu importantes des différents ajustables, lorsque nous constatons un certain décalage entre les graduations du cadran et les émissions reçues. Ces retouches doivent se faire uniquement lorsque le réglage des circuits F.I. est terminé. Quant à la façon de procéder, elle est exactement la même que sur les gammes normales d'un récepteur quelconque : les trimmers dans le haut de la gamme, vers 100 MHz; les noyaux vers 87 MHz. Le circuit d'entrée (antenne) se règle généralement vers le milieu de la bande, c'est-à-dire vers 93 MHz.

TABLE DES MATIÈRES

Préface 5

Chapitre I

PREMIER CONTACT AVEC LE RÉCEPTEUR EN PANNE — MARCHE A SUIVRE POUR LE DÉPANNAGE

FAISONS CONNAISSANCE AVEC LE RÉCEPTEUR À DÉPANNER 7
Structure générale 7
Collecteurs d'ondes et circuits d'entrée 8
Tuner FM 10
Changement de fréquence AM 12
Amplificateurs F.I. « monofréquence » 13
Amplificateurs F.I. « bifréquence » 14
Détection en AM 16
Détection en FM 16
Étage B.F. d'entrée 17
Amplification de tension en B.F. 18
Étage de sortie 19
MARCHE À SUIVRE POUR DÉPANNER UN RÉCEPTEUR À TRANSISTORS 21
Aucune réception et aucun bruit dans le H.P. 22
Tension de la batterie correcte 22
Interrupteur fonctionne normalement 22
Tension de la batterie insuffisante 23
Aucune réception, mais bruits divers 24
Manque de sensibilité 26
Distorsion 28
Motor-boating 30
Sifflements, grincements et crachements 30
Non-fonctionnement ou fonctionnement défectueux en FM 31
Aucune réception 31
Manque de sensibilité 32
Dérive en fréquence 32
Pannes diverses 32
Ronflement 34
Essai d'un transistor 35

Chapitre II

PROCÉDÉS POUR LA LOCALISATION D'UNE PANNE

MÉTHODE QUI CONSISTE À « TRAQUER » LE SIGNAL 37
Vérification de la partie B.F. 37
Vérification de la partie H.F.-F.I. 41
PERFECTIONNEMENT DE LA MÉTHODE 42
Atténuateurs étalonnés 42
Décibels 43
Indicateurs du niveau de sortie 46
UN EXEMPLE DE RÉALISATION : « SIGNAL-TRACER » Centrad TYPE 402 48
Analyse du schéma 50
Amplificateur et atténuateur 50
Indicateur de sortie 51
Oscillateur-injecteur 51
Alimentation 51
Sonde détectrice 51
Mise en marche et manœuvre des commandes 52
Utilisation 52
INJECTEURS DE SIGNAUX 53
Quelques schémas 53
Réalisation 55

Chapitre III

MESURES SUR LES CIRCUITS A TRANSISTORS

PRÉCAUTIONS À PRENDRE 58
QUELQUES EXEMPLES ET CAS PARTICULIERS 61
Circuit de base coupé 63
Circuit d'émetteur coupé 63
Circuit de collecteur coupé 63
Circuit de base coupé à l'intérieur du transistor 63
Court-circuit collecteur-émetteur 64
QUELQUES AUTRES COUPURES ET COURT-CIRCUITS 64
Coupure de l'une des résistances de base 64
Court-circuit du condensateur d'émetteur 66
Court-circuit base-émetteur 66
POURQUOI ET COMMENT FAUT-IL VÉRIFIER LES PILES 67
MESURE DES TENSIONS DANS LE DÉPANNAGE 68
Vue d'ensemble sur la façon d'opérer 68
Comment localiser certaines pannes 70
Vérification du régime correct des différents étages 72
Quelques exemples pratiques de tensions normales 76

MÉFIONS-NOUS DES CONDENSATEURS 82
Courant de fuite et stockage 82
Conséquences d'un condensateur électrochimique défectueux 86
QUELQUES MOTS SUR LA MESURE DES INTENSITÉS 87
TENSIONS NORMALES ET GAIN ÉTAGE PAR ÉTAGE D'UN RÉCEPTEUR CLASSIQUE . . . 89
QUELQUES STATISTIQUES 91

Chapitre IV

COMMENT VÉRIFIER RAPIDEMENT UNE DIODE OU UN TRANSISTOR

COMPORTEMENT DES DIODES ET DES TRANSISTORS 93
Diodes 93
De la jonction à la diode 94
Représentation schématique et repérage des sorties 95
Repérage par l'aspect extérieur 95
Repérage à l'aide d'un ohmmètre 96
Repérage à l'aide d'un voltmètre 98
Repérage à l'aide d'une ampoule 99
Comportement d'une diode conductrice 99
Le courant direct 99
La diode en série avec une résistance. L'effet stabilisateur 101
Transistors 102
Ce qu'est un transistor 102
Comment fonctionne un transistor 103
Représentation schématisée et sens des courants 106
Les dangers d'une inversion de polarité 106
Différents courants de collecteur et d'émetteur 107
ESSAI DES DIODES 112
Essais des diodes à l'ohmmètre 112
Identification des diodes Zener 114
ESSAI DES TRANSISTORS 115
Essai des transistors à l'aide d'un ohmmètre 115
Transistors de faible puissance, *p-n-p*, germanium 115
Transistors de puissance, *p-n-p*, germanium 117
Transistors *n-p-n* germanium 118
Transistors silicium 118
Méthode rapide pour contrôler l'état d'un transistor 119
TRANSISTORMÈTRES 121
Un transistormètre très simple 121
Un transistormètre « dynamique » 122
Essai des transistors 122
Essai des diodes 124
Essai des diodes-capacités 124
Réalisation 124

Chapitre V

ALIMENTATION DES APPAREILS A TRANSISTORS

ALIMENTATION PAR PILES 126
Caractéristiques générales 126
Piles charbon-zinc et alcalines au manganèse 127
Piles au mercure 128
ALIMENTATION SUR SECTEUR 129
Alimentations mixtes, piles ou secteur 130
Quelques exemples de montages industriels 130
Pannes possibles 131
Alimentations secteur 133
Alimentations non stabilisées 133
Alimentations stabilisées 133
Pannes possibles 135

Chapitre VI

AMPLIFICATEURS B.F. ET LEURS PANNES

STRUCTURE DES AMPLIFICATEURS COURAMMENT UTILISÉS 137
Montage standard avec transformateurs 137
Amplificateur sans transformateur de sortie 138
Amplificateurs sans aucun transformateur 138
AMPLIFICATEURS B.F. À TRANSFORMATEURS 139
Amplificateurs à 3 transistors 139
Tensions 140
Résistances 141
Variantes 143
Amplificateurs à 4 transistors 144
Tensions 144
Résistances 146
Variantes 147
Amplificateurs avec étage d'entrée à collecteur commun 148
Amplificateurs à liaison directe 148
Stabilisation thermique 152
Stabilisation par résistance CTN 152
Stabilisation par diode 153
Stabilisation du régime en présence des variations de la tension d'alimentation . 155
Circuit RC en shunt sur le primaire du transformateur de sortie 157
Amplificateurs de « puissance » à transformateurs 158
Essais dynamiques à l'oscilloscope 159
AMPLIFICATEURS B.F. SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE 166
Structure générale de l'étage de sortie 166
Étages préamplificateurs et drivers, et contre-réaction 160
Amplificateurs à correction thermique 171

TRANSFORMATEURS 174
Rapport de transformation et impédance de charge 174
Transformateurs pour les amplificateurs qui en utilisent deux 176
Transformateurs pour les amplificateurs sans transformateur de sortie . . . 179
AMPLIFICATEURS B.F. SANS TRANSFORMATEURS 180
Amplificateurs à transistors de sortie de même « polarité » 180
Attaque par transistor déphaseur 181
Attaque par une paire complémentaire 182
Amplificateur 12 W 184
Amplificateur 20 W 185
Amplificateur 20 W 186
Amplificateur 16-24 W 187
Quelques mots sur le choix des éléments d'un amplificateur 188
Amplificateurs à transistors de sortie complémentaires 192
Amplificateur 300 mW 193
Amplificateur 500 mW 193
Amplificateur 1,2 ou 1,6 W 194
Amplificateur 1,5 W 197
Amplificateur 1,8 W 197
Amplificateur 2 W 198
Amplificateur 2,4 W 199
Amplificateur 3,5 W 200
Amplificateur 6 W 201
PROBLÈMES DE REFROIDISSEMENT ET DE RADIATEURS 202
Quelques notions sur le comportement thermique d'un transistor 202
Choix d'un radiateur 203
Calcul sommaire d'un radiateur 205
AMPLIFICATEURS B.F. À CIRCUITS INTÉGRÉS 205
Quelques exemples d'utilisation 206
TAA611B 206
TBA810S 208
TBA641B11 209
TBA800C 209
Lorsqu'un circuit intégré B.F. est défectueux 213
Encore quelques circuits intégrés de « remplacement » 214
TAA900 214
TBA820 215
TAA621 216
TBA915 217
TCA760 218

Chapitre VII

RÉGULATEURS DE TONALITÉ — PRÉAMPLIFICATEURS CORRECTEURS

QUELQUES IDÉES SUR LA TONALITÉ VARIABLE 219
RÉGULATEURS DE TONALITÉ SIMPLES 220
EXEMPLES DE RÉALISATIONS PRATIQUES 222

CORRECTION DITE PHYSIOLOGIQUE PAR POTENTIOMÈTRE À PRISES 226
Principe de la correction 226
Problèmes pouvant se poser dans la pratique 226
Calcul des éléments de correction 227
RÉGULATEURS DE TONALITÉ PLUS ÉLABORÉS 228
Un système classique 228
Deux exemples de réalisation 232
Correcteurs de tonalité du type Baxandall 233
PRÉAMPLIFICATEURS-CORRECTEURS 235
Pourquoi un préamplificateur-correcteur? 235
Un préamplificateur-correcteur très simple 236
Quelques exemples de préamplificateurs correcteurs 237

Chapitre VIII

AMPLIFICATION F.I. ET DÉTECTION EN AM ET EN FM — SYSTÈMES D'ANTIFADING (C.A.G.)

AMPLIFICATEURS F.I. 240
Amplificateurs « monofréquence » 240
Quelques variantes et montages particuliers 242
Amplificateurs F.I. neutrodynés 242
Amplificateurs F.I. à liaison RC 243
Amplificateurs F.I. à un seul étage 244
Amplificateurs « bifréquence » 245
Amplificateurs F.I. utilisant des transistors en base commune 247
Amplificateurs F.I. à circuits intégrés 249
Localisation des pannes dans un amplificateur F.I. 250
Limites des valeurs normales 252
Quelques conseils pour mesurer les tensions 254
Et si un transformateur F.I. est coupé? 255
SYSTÈMES DE C.A.G. 257
Systèmes de C.A.G. agissant sur deux étages F.I. 258
Systèmes de C.A.G. agissant sur le mélangeur et sur un étage F.I. 259
Tension de C.A.G. obtenue à partir du premier transistor B.F. 261
Une C.A.G. agissant sur trois étages d'un récepteur 263
Une C.A.G. avec indicateur d'accord 264
DÉTECTEURS AM ET FM 265
Détecteurs AM à diode 265
Choix d'une diode pour la détection AM 265
Comment apprécier la tension appliquée à un détecteur 266
Détecteurs doubleurs de tension 267
Vérification de la détection à l'oscilloscope 268
Détecteurs AM à transistor 269
Quelques montages de base 269
Quelques détecteurs à transistors plus étudiés 271
Quelques exemples de réalisations « industrielles » 271
Détecteurs FM 273

Chapitre IX

CHANGEMENT DE FRÉQUENCE EN AM — CIRCUITS D'ENTRÉE — ANTENNES

MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE À UN SEUL TRANSISTOR 275
Comment se présente un montage changeur de fréquence 275
Tolérance dans la valeur des différents éléments 277
Tensions normales 278
Variantes et exemples de réalisation 280
MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE À DEUX TRANSISTORS 282
CIRCUITS D'ENTRÉE — ANTENNES 290
Quelques exemples de circuits d'entrée et d'antennes-ferrite 291
Quelques notions sur le calcul des antennes-ferrite 292
Caractéristiques d'un bâtonnet 293
Réalisation des bobines 294
AMPLIFICATEURS H.F. 296

Chapitre X

TUNERS FM

UNE VUE D'ENSEMBLE 300
TOLÉRANCE DANS LA VALEUR DES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS 301
QUELQUES VARIANTES ET L'INSERTION D'UN TUNER DANS UN RÉCEPTEUR 302
TENSIONS NORMALES 304
BOBINAGES POUR UN TUNER À 2 TRANSISTORS 306
TUNERS FM À 3 TRANSISTORS 306

Chapitre XI

QUELQUES PANNES

Ronflement 309
Craquements en O.C. 309
Distorsion 310
Manque de puissance en AM ; normal en FM 310
Accrochage 311
Aucun son 311
Élévation de la température = disparition de la réception 312
Sifflements 312
Distorsion 313
Distorsion et points d'accord multiples en FM 313
Ronflement intermittent 314
Non-fonctionnement en FM. Arrêt intermittent en AM 315
Ne fonctionne pas 315
Souffle et crépitement 315

Distorsion et manque de puissance 316
Aucune réception en FM 317
Arrêt intermittent 317

Chapitre XII

RÉGLAGE ET ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

EN QUOI CONSISTE L'ALIGNEMENT 319
UN EXEMPLE DE GÉNÉRATEUR H.F. 319
Oscillateurs H.F. 321
Oscillateurs B.F. et modulateurs 322
Commutations 322
Atténuateurs 323
Alimentation 323
ANTENNES FICTIVES 323
INDICATEURS DE SORTIE 325
Indicateur de sortie sur la bobine mobile 325
Travaillez toujours avec un niveau de sortie minimal 326
Indicateur de sortie « silencieux » sur la bobine mobile 326
Indicateur de sortie sur le primaire du transformateur 327
RÉGLAGE DES TRANSFORMATEURS F.I. 327
Valeurs courantes de la F.I. 327
Branchement du générateur H.F. 328
Ordre des opérations lors d'un réglage des circuits F.I. 329
Remplacement des transformateurs F.I. 329
ALIGNEMENT DES CIRCUITS D'ENTRÉE ET D'OSCILLATION 330
Comment brancher le générateur H.F.? 330
Comment reconnaître les différents ajustables? 331
Points d'alignement 331
Marche à suivre en P.O. et G.O. 332
Marche à suivre en O.C. 333
Récepteurs possédant une gamme O.C. normale 333
Récepteurs possédant une gamme O.C. normale et une bande O.C. étalée 334
Récepteurs à plusieurs gammes ou bandes étalées O.C. 335
Récepteurs avec étage H.F. 336
Réglage des filtres et réjecteurs F.I. 336
ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS FM 337
Réglage des transformateurs F.I. sans oscilloscope 337
Marche à suivre 337
Quelques chiffres 338
Réglage des transformateurs F.I. à l'oscilloscope 339
Quelques oscillogrammes 342
Couplage générateur H.F.-tuner FM. 344
Réglage du tuner FM 344

Les revues de l'électronique professionnelle

Envoi d'un spécimen gratuit sur demande à :

SPS

49 rue de l'Université 75007 Paris - Tél. : 45.48.52.06

Véritable manuel de dépannage radio, cet ouvrage contient un très grand nombre de "tuyaux" pratiques sur la meilleure façon de cerner rapidement les causes d'une panne, et d'y remédier.
Un grand nombre d'exemples de montages sont empruntés à des récepteurs de marques connues de toutes origines. Chaque schéma comporte l'indication des tensions normales que l'on doit trouver et, le plus souvent, les transistors susceptibles de remplacer ceux d'origine.

Un guide pratique pour le *dépannage des radiorécepteurs*

9 782709 108942

ISBN 2 7091 0894 1
112

S. E. C. F.

110 F